ELETRÔNICA RÁDIO E TV

SUMÁRIO

INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO-TV

20ª LIÇÃO TEÓRICA

RECEPÇÃO DE FREQÜÊNCIA MODULADA

A modulação de freqüência, abreviada por FM, é conhecida há muito tempo; porém começou a assumir importância a partir de 1940. Foi utilizada com muito êxito pelos militares, durante a Segunda Grande Guerra, após o que passou por grande desenvolvimento, integrando-se definitivamente nas transmissões de entretenimento, graças principalmente à característica de baixo ruído.

I - Características da FM

Vimos, em lição anterior, que uma onda de freqüência modulada **mantém constante sua amplitude e varia a freqüência** de acordo com o ritmo da onda de áudio. A forma da onda de FM modulada é aquela que reproduzimos na **figura 1**.

A onda portadora tem freqüência central, cujo valor é determinado segundo as normas vigentes no país. No Brasil, para a transmissão de radiodifusão sonora em FM, foi reservada a faixa de VHF, que vai de 88 MHz a 108 MHz.

A onda portadora, como sabemos, sofre variação de freqüência em torno do valor central. O valor dessa variação é chamado de **desvio de freqüência**. Segundo a norma brasileira, o desvio máximo permitido é de 75 KHz para cada lado da freqüência central.

O desvio corresponde à porcentagem de modulação; portanto, pode-se dizer que ± 75 KHz corresponde a 100% de modulação.

O desvio de freqüência é muitas vezes expresso como a relação entre o máximo desvio da portadora e a maior freqüência de áudio que está sendo transmitida. A este quociente costuma-se também dar a denominação de **relação de desvio ou índice de modulação.**

Convém observar que o desvio de freqüência é provocado pela **amplitude da onda de modulação e não pela sua freqüência**. Isto significa, por exemplo, que tanto uma onda de 15 KHz como outra de 50 Hz produzirão mesmo desvio, se ambas tiverem mesma amplitude. O que distinguirá a onda de 50 Hz daquela de 15 KHz é **a velocidade com que a portadora variará do desvio máximo ao mínimo**. Esta velocidade, evidentemente, **depende da freqüência** da onda moduladora.

Para aclarar melhor essa explicação e dar uma primeira idéia de um transmissor de FM, imaginemos um oscilador de RF, cujo circuito ressonante é sintonizado pela capacitância de um microfone a condensador, como representamos na **figura 2**. Admitamos que o sinal de RF seja amplificado e irradiado por uma antena.

Na condição de repouso, ou seja, sem excitação do microfone, o circuito gera a onda de RF, que chamaremos de f_o. Quando uma onda sonora atinge o diafragma do microfone, suas armaduras se aproximam, aumentando sua capacitância e, conseqüentemente, diminuindo a freqüência de f_o. Quanto maior for a pressão sonora, mais se aproximarão as armaduras e menor será a freqüência. A variação de freqüência corresponde ao **desvio**. O aluno sabe que a pressão sonora depende da intensidade do som, podendo ser a mesma para qualquer som, independentemente da freqüência. Suponhamos que sejam emitidas duas freqüências distintas: uma de 100 Hz e outra de 1 KHz, e que elas atinjam o diafragma do microfone com mesma intensidade. Evidentemente, o desvio de freqüência será o mesmo; entretanto, a freqüência de 100 Hz faz o diafragma vibrar 100 vezes para a frente e para trás, em torno de sua posição de repouso, obrigando a onda portadora a variar do valor central até os valores extremos (central ± desvio) também 100 vezes por segundo.

Com a freqüência de 1 KHz acontecerá a mesma coisa, somente que a variação da portadora será agora de 1 000 vezes por segundo.

Com esse exemplo fica patenteado que o **desvio depende da amplitude da onda sonora, e a velocidade do desvio depende da freqüência da onda sonora**.

Em resumo, isso significa que o desvio de freqüência será o responsável pela informação da intensidade do som, e a velocidade do desvio, pela da freqüência do som.

Figura 1 - Forma de onda de FM

Figura 2 - Princípio básico de um transmissor.

Vantagens da FM

1ª) Diminuição de ruídos

A recepção de freqüência modulada é menos afetada pelos ruídos atmosféricos, industriais e internos (dos próprios aparelhos de FM) do que a recepção de amplitude modulada. Isto não é difícil de compreender. De fato, imagine o aluno que duas ondas de mesma amplitude máxima, uma modulada em freqüência e outra em amplitude sejam perturbadas pelo mesmo sinal interferente (ruído). A onda modulada em amplitude sofrerá nova modulação e o som recolhido no detetor sofrerá distorção. Além disso, nas passagens de baixa amplitude o ruído pode igualar ou sobrepujar o sinal útil, tornando impossível a recepção.

Nas mesmas condições, a onda de FM sofrerá também modulação em amplitude, apresentando-se, então, com os dois tipos de modulação. Fazendo-se essa onda passar por um estágio limitador de amplitude, o sinal interferente será eliminado, não afetando o sinal detetado. Para ilustrar essas explicações, na **figura 3** apresentamos as diversas etapas por que passam as amplitudes, tanto do sinal modulado em amplitude, como as do sinal modulado em freqüência, onde admitimos que também o sinal de AM passou por um limitador, visando diminuir o ruído. Note que admitimos mesma amplitude para os dois tipos de modulação, mesmo sinal de áudio e mesmo tipo de interferência. Como se nota, a informação de áudio (senóide, na figura) aparece limpa após a deteção de FM e distorcida na deteção de AM.

2ª) Aumento da faixa dinâmica

O aluno se lembra de que definimos a dinâmica de um som como a relação entre suas intensidades máxima e mínima. Em AM, não é possível dinâmica muito elevada, porque as passagens fortes de uma execução podem levar à sobremodulação e, por outro lado, as fracas ("pianíssimos") são encobertas pelos ruídos. Como conseqüência, há necessidade de restringir a faixa dinâmica, aumentando a intensidade dos sinais fracos e diminuindo a dos fortes.

Em FM, o problema é menos acentuado, porque a informação de intensidade sonora é provocada pelo desvio da freqüência e não pela sua amplitude, como se demonstrou qualitativamente através da explicação do transmissor da figura 2.

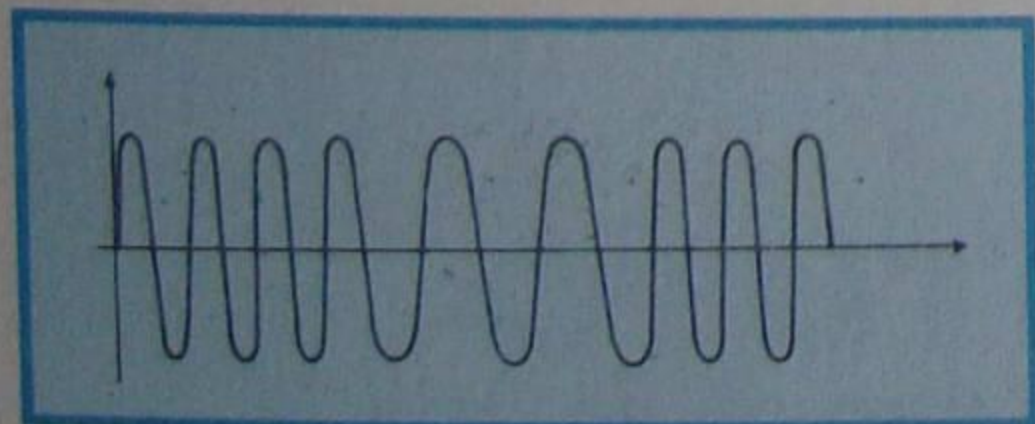
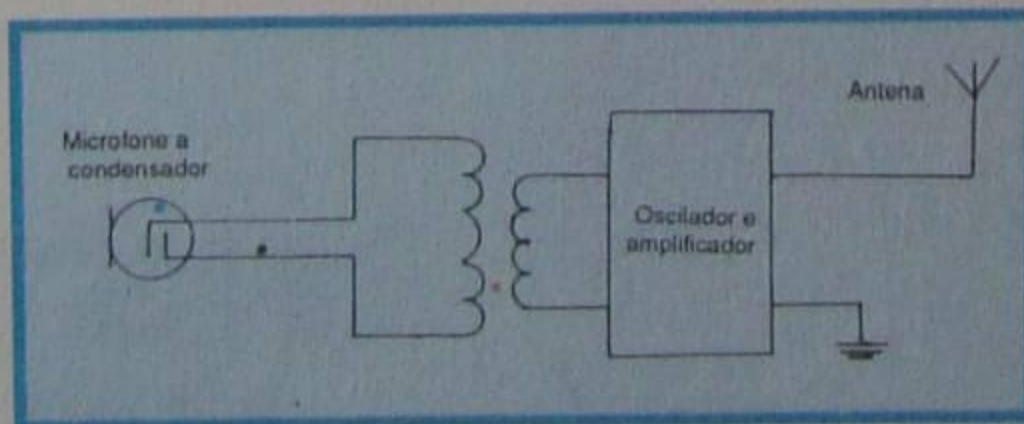
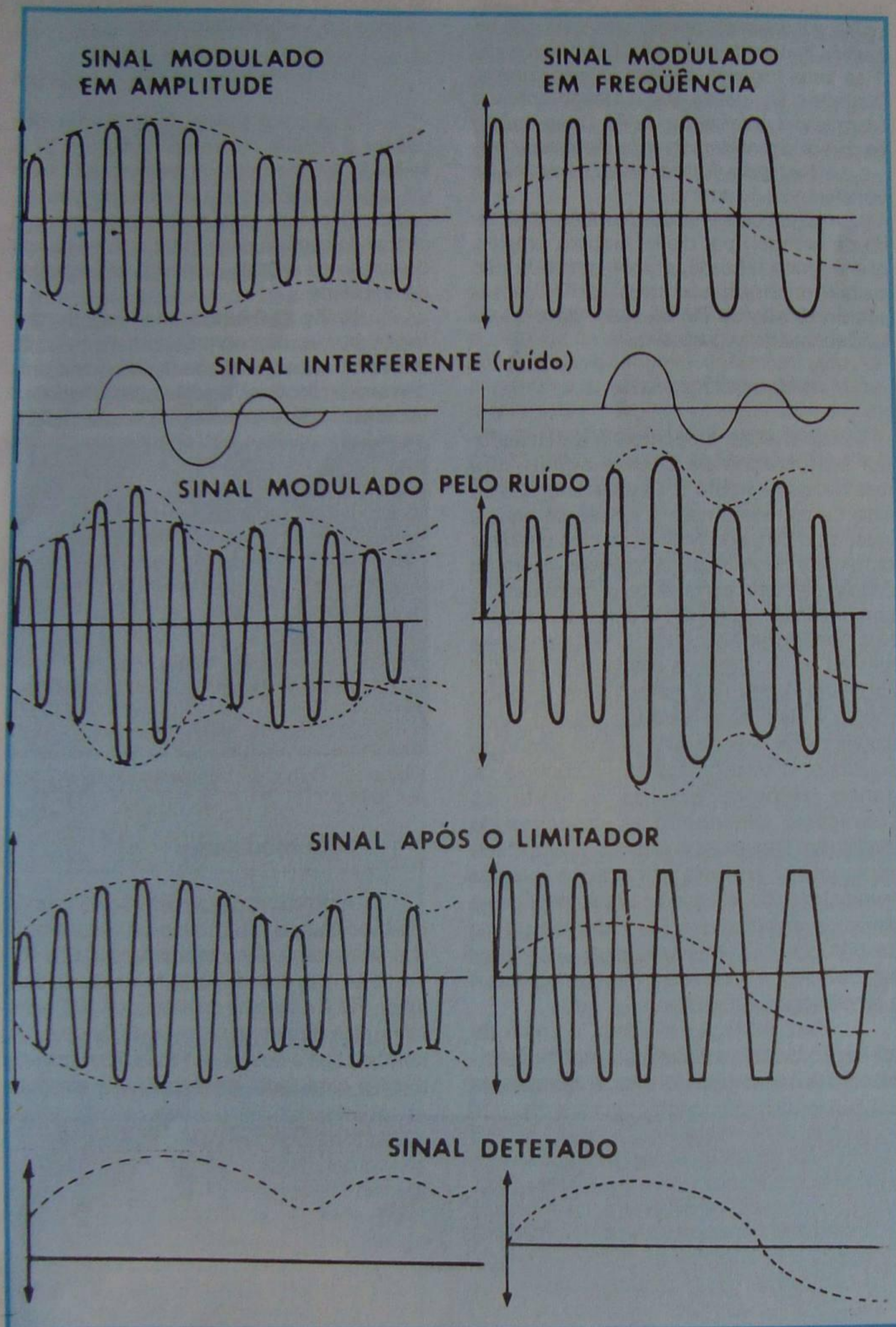



Figura 3 - Influência da interferência sobre sinais de AM e FM.

Torna-se claro que a dinâmica dependerá do desvio de freqüência e será tanto maior quanto mais elevado for este último.

3ª) Larga banda passante

Esta característica não é específica da freqüência modulada, mas uma exigência do sistema. Realmente, vimos que, para diminuir os ruídos e aumentar a dinâmica, é necessário que o desvio de freqüência seja elevado. Normalizou-se em nosso país desvio de ± 75 KHz, o que exige banda de freqüência de 150 KHz para cada emissora. Por razões técnicas, ficou estabelecido que a largura de cada canal de FM deve ser de 200 KHz. É fácil compreender que, se fossem distribuídas as emissoras de FM na faixa de ondas médias, caberiam somente 5. Por isso, reservou-se para radiodifusão sonora de FM a faixa que vai de 88 a 108 MHz, isto é, com largura de 20 MHz. Nela cabem 100 canais de FM de 200 KHz cada, numerados de 201 a 300. O primeiro canal tem sua freqüência central em 88.1 MHz, o segundo em 88.3 MHz, e assim por diante.

Cada canal deve ser capaz de transmitir sinais de áudio de 50 Hz a 15 KHz.

Devido à larga banda passante, a transmissão de som de alta-fidelidade e estereofônica é feita em freqüência modulada.

A transmissão em VHF traz ainda a vantagem de ser menos suscetível aos ruídos, uma vez que o espectro de energia da maior parte deles se encontra em freqüências mais baixas.

Uma desvantagem da transmissão em VHF é que esse tipo de onda, como o aluno sabe de uma aula anterior, é fortemente absorvido pelos objetos que estão em seu percurso e não sofre reflexão na ionosfera, tendo, portanto, alcance terrestre bastante reduzido.

As emissões de freqüência modulada, em nosso país, foram durante muito tempo utilizadas somente como "link", ou seja, ligação entre o estúdio e o transmissor da emissora de AM, que, além de empregar transmissor de pequena potência para a FM, muitas vezes usa antena direcional para facilitar a ligação. Conseqüentemente, salvo algumas exceções de emissores realmente destinados à radiodifusão de FM, mesmo nas proximidades do emissor a recepção era deficiente. Felizmente, a partir do começo de 1973, o órgão encarregado do assunto (Dentel) divulgou normas técnicas para a radiodifusão sonora em FM, visando principalmente as transmissões estereofônicas, que sofreram grande impulso.

Para nosso curso, o que interessa saber sobre estas normas técnicas para radiodifusão já foi citado, ou seja, as freqüências centrais, largura do canal e desvio máximo de freqüência.

II - A recepção de FM

Dadas as características de nosso curso, o interesse maior desta aula recai na recepção e não na transmissão das ondas moduladas em freqüência; por isso, vamos em seguida apresentar os vários estágios do receptor de FM.

Na **figura 4**, apresentamos o diagrama de bloco de um receptor de freqüência modulada. O sistema universalmente adotado é o de conversão de freqüência, embora

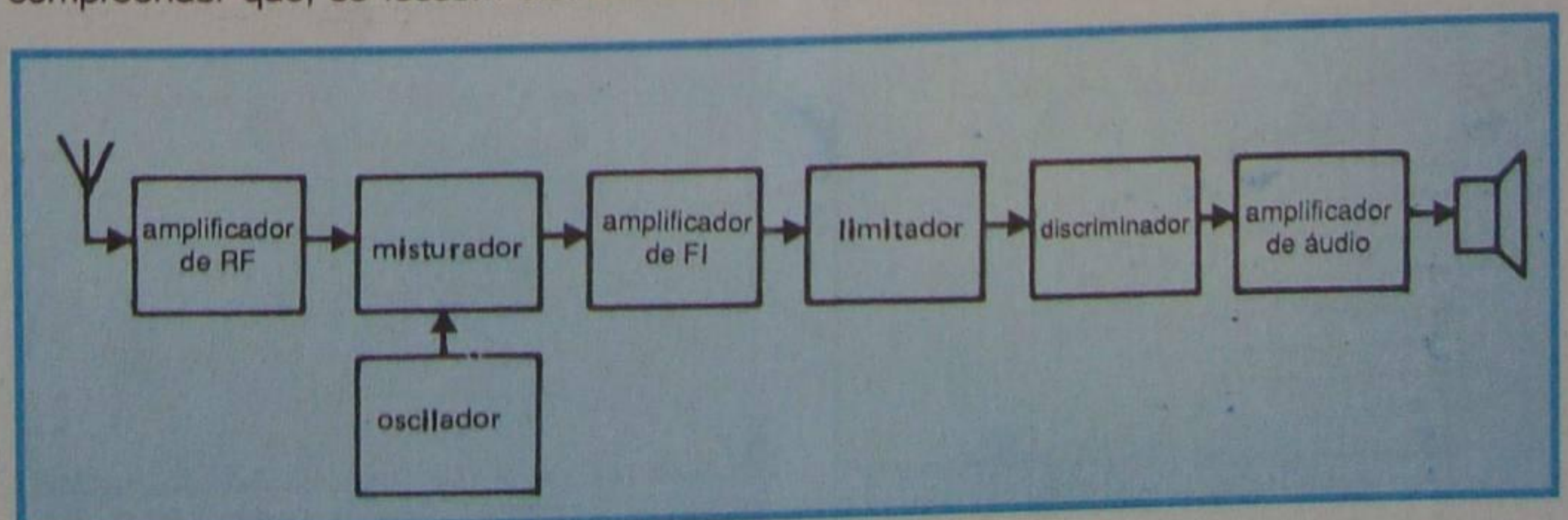



Figura 4 - Receptor de FM em blocos.

a recepção possa ser efetuada pelos sistemas que estudamos na recepção de AM.

Observando o diagrama, o aluno nota que o receptor de FM difere do receptor de AM por apresentar dois estágios a mais, ou seja, o **limitador** e o **demodulador** ou discriminador. Nesta aula, vamos estudar exclusivamente estes dois estágios, uma vez que os restantes foram apreciados, ao tratarmos da recepção de AM, e suas eventuais diferenças serão citadas na aula prática.

1 - Limitador

A função do estágio limitador, tanto em FM como em AM (neste último caso só é usado em receptores profissionais ou comerciais altamente sofisticados), é limitar as variações de amplitude do sinal, visando eliminar as interferências ocasionais.

A etapa limitadora situa-se após o amplificador de FI, uma vez que ela atua com sinal relativamente alto e, normalmente, não amplifica o sinal ou, quando sim, fá-lo de maneira reduzida.

Os principais tipos de limitadores são:

a) Limitador por diodos

O circuito básico é aquele que apresentamos na **figura 5**. Como se nota, há dois diodos, D_1 e D_2, polarizados pelas baterias B_1 e B_2. Na prática, essas baterias são substituídas por divisores de tensão convenientes; entretanto, para facilitar as explicações, vamos admitir que elas existam na realidade. Em sendo assim, quando a tensão positiva no ponto 1 ultrapassa a tensão de B_1, o diodo D_1 conduz e deriva o excesso de tensão. O diodo D_2 permanece inoperante, porque está polarizado no sentido inverso da condução. Quando o ponto 1 se torna negativo, o diodo D_1 não conduz, fazendo-o D_2, desde que a tensão aplicada ultrapasse a polarização de B_2. Desse modo, os dois diodos limitam os picos de tensão.

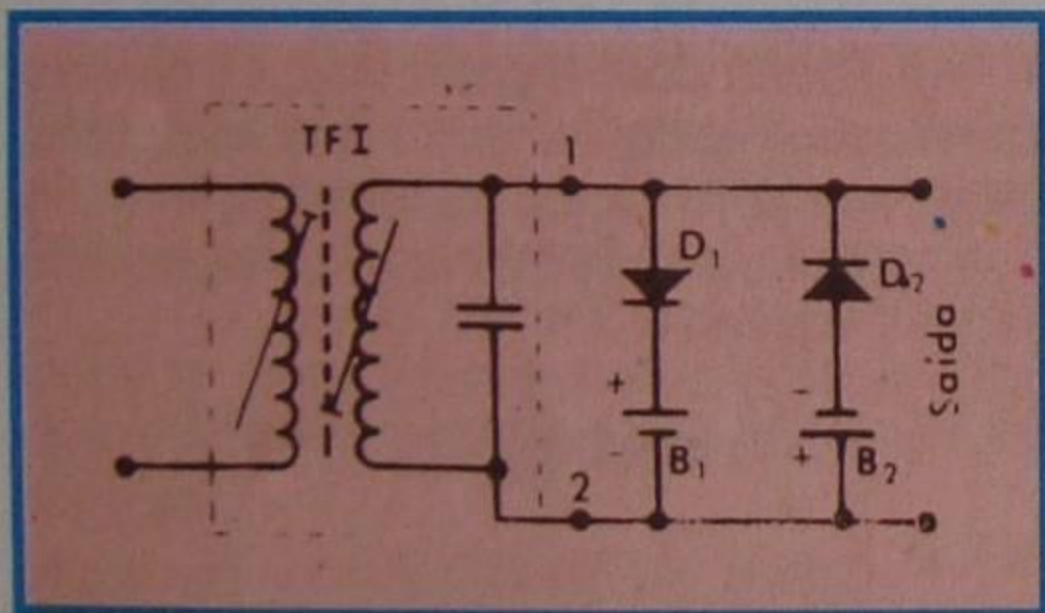



Figura 5 - Limitador por diodos.

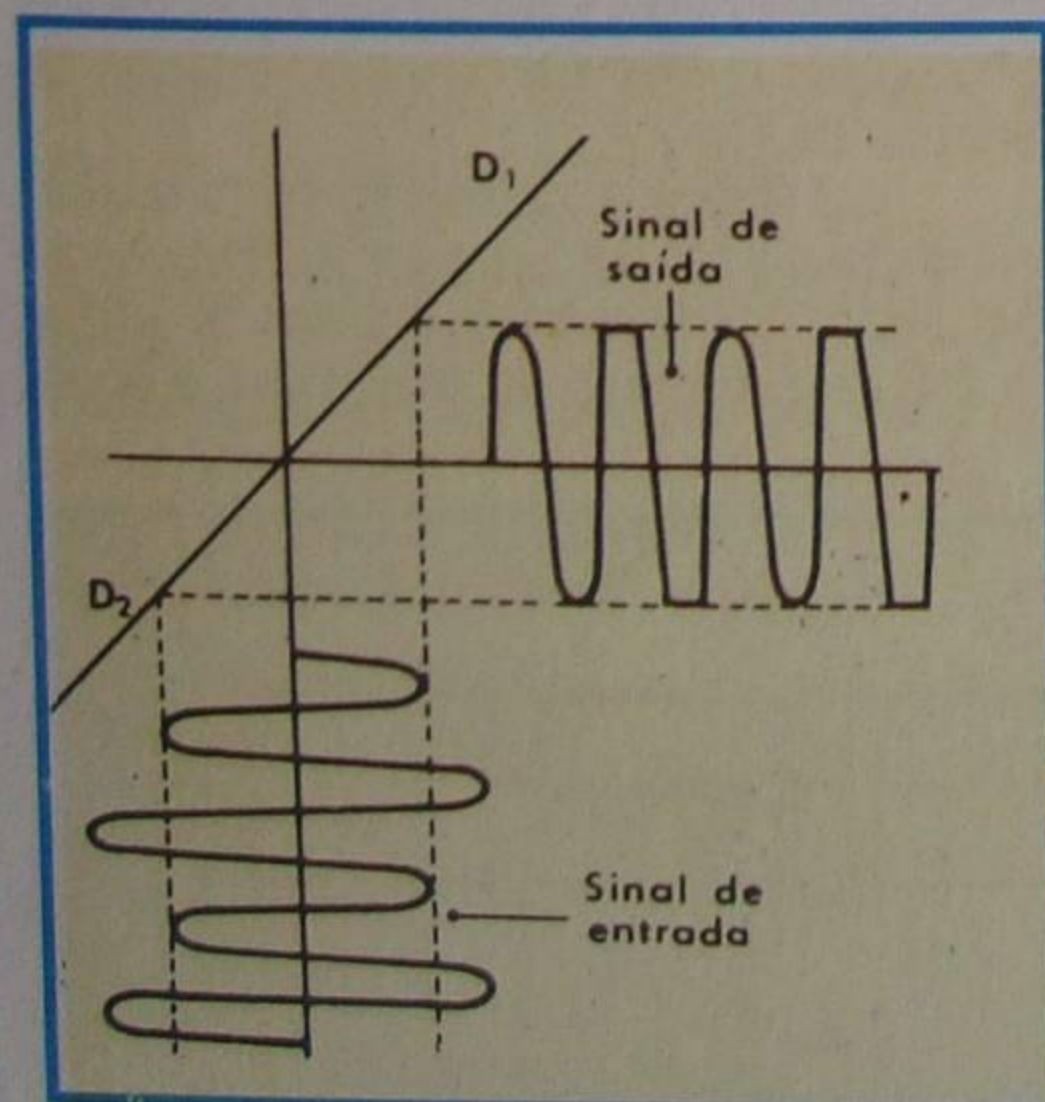



Figura 6 - Curva de transferência do limitador por diodos.

Na **figura 6**, mostramos as curvas de transferência do arranjo.

O circuito limitador (também chamado de ceifador) por diodo, embora simples, não é muito utilizado, porque, além de não proporcionar qualquer amplificação, necessita de tensão de RF elevada, para que o funcionamento seja eficiente.

b) Limitador por base

O circuito fundamental de limitador por polarização de base é aquele que mostramos na **figura 7**. Quando a tensão do sinal de entrada é nula, a tensão de base é igual a do emissor. Nos semiciclos positivos da tensão de entrada, os elétrons fluem no circuito da base, carregando o capacitor C e amortecendo o secundário do transformador. Nos semiciclos negativos, C descarrega-se através de R. Como a descarga é lenta, o capacitor ainda terá certa carga, quando chegar a ele o outro semiciclo positivo. Após alguns ciclos, a base atingirá uma tensão de equilíbrio. O transistor efetua o controle de ganho automaticamente e limita as flutuações, eliminando as variações de amplitude. Realmente, quando a amplitude do sinal de entrada ultrapassa o valor preestabelecido, a base fica mais negativa e diminui a amplificação. Por outro lado, se a amplitude for menor que o valor estabelecido, a base ficará menos negativa e a amplificação aumentará.

Para limitação eficiente, o ponto de operação da base deve ter tensão ligeiramente inferior ao pico do sinal, e a constante de tempo (R x C) deverá estar compreendida entre 3 e 10 microssegundos.

c) Limitador por coletor

O circuito típico do limitador por coletor é aquele mostrado na **figura 8**. A limitação é conseguida através de aplicação de tensão baixa para a alimentação do coletor. Com isso, o transistor atinge tanto a saturação como o corte, para valores baixos da tensão de entrada, limitando as variações de amplitude.

Na **figura 9** ilustramos o modo de operação através da curva de transferência do transistor, conseguindo-se desse modo uma primeira limitação. Para limitação eficiente é necessário utilizar transistores de corte rápido.

Figura 9 - Curva de transferência do limitador por coletor.

2) Demodulador

A demodulação ou deteção de freqüência modulada é o processo de recuperação dos sinais de áudio contidos na onda de FM. Como se nota pela definição, a função do detetor de FM é a mesma do detetor de AM; entretanto, eles diferem em seu modo de operação uma vez que o detetor de FM terá de converter a onda modulada em freqüência em outra

Figura 7 - Limitador por base.

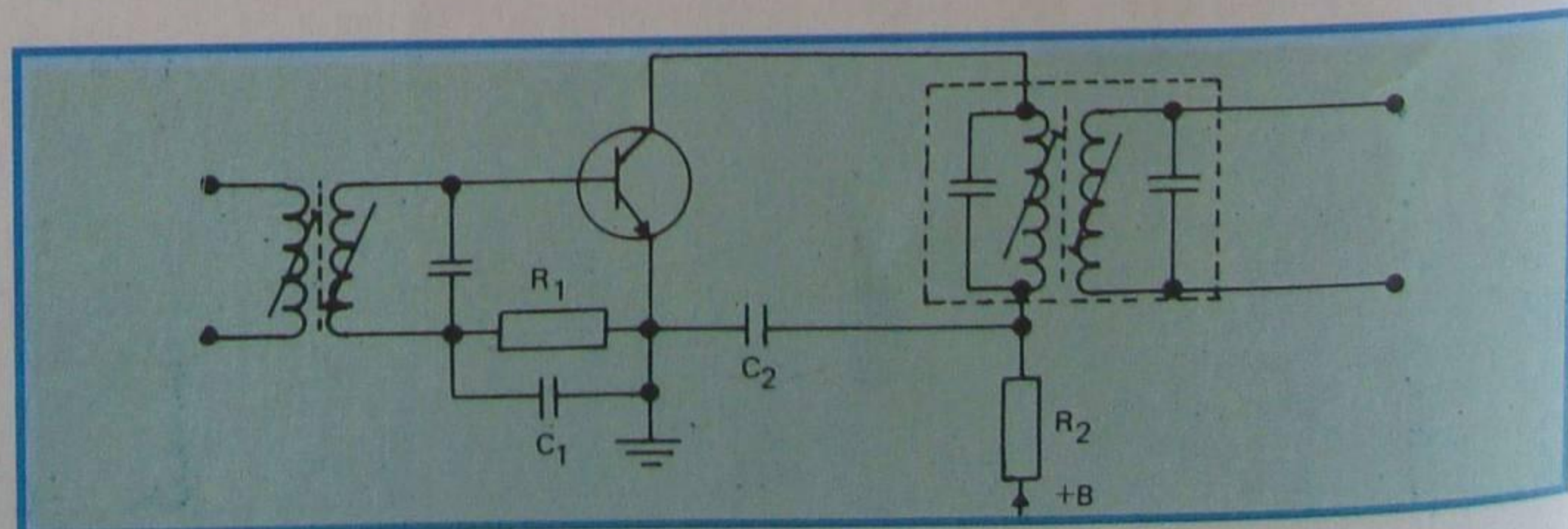



Figura 8 - Limitador por coletor.

modulada em amplitude para posteriormente retirar dessa última as informações de áudio.

Os principais tipos de detetores de FM são:

a) Por sintonia deslocada

Este tipo de detetor é bastante simples, mas tem uma série de inconvenientes que restringem seu emprego. A forma mais simples de detetor por sintonia deslocada é aquela que mostramos na **figura 10**. Aparentemente, é semelhante ao clássico detetor de AM, bastante conhecido do aluno. A diferença está em que o circuito ressonante **não é sintonizado** na freqüência da FI, mas um pouco deslocado para baixo ou para cima desse valor. Destarte, as freqüências mais próximas do valor de ressonância dão maiores tensões de saída que as mais distantes, o que significa que se está transformando as variações de freqüência em variações de amplitude. Essas variações são detetadas pelo diodo D e aparecem como sinal de áudio na carga R.

Este sistema de deteção de FM, aparentemente simples, apresenta, na prática, vários inconvenientes, tais como dificuldade de sintonia, falta de linearidade e baixa estabilidade, daí as razões de ter sido abandonado.

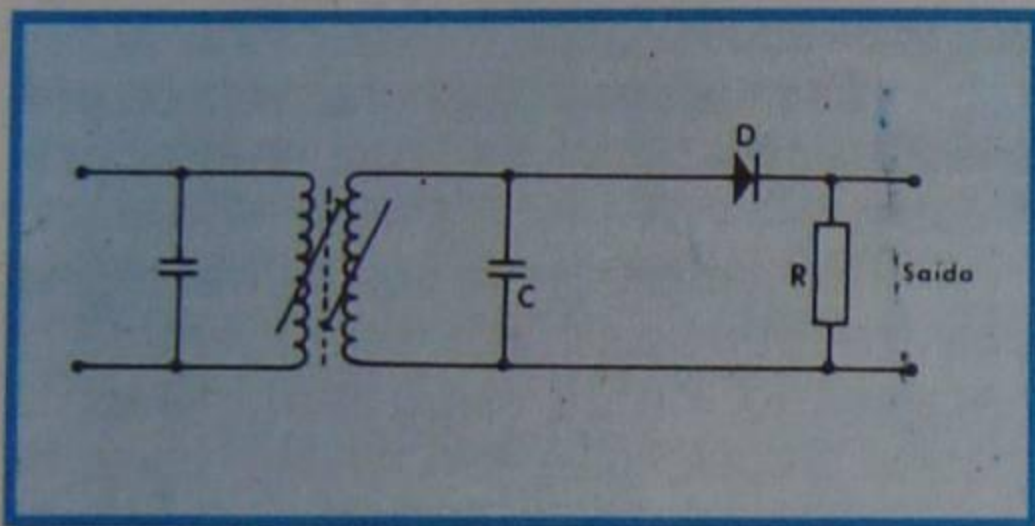



Figura 10 - Detetor por sintonia deslocada.

b) Por discriminador diferencial

O circuito básico do discriminador diferencial, também chamado de discriminador de Travis, é aquele representado na **figura 11**. Os circuitos L_2C_2 e L_3C_3 são sintonizados em freqüências deslocadas de um mesmo valor em relação à freqüência central sintonizada por L_1C_1. Por exemplo, quando L_1C_1 é ressonante em 10,7 MHz, pode-se sintonizar L_2C_2 em 10,8 e L_3C_3 em 10,6 MHz. Deste modo, o primeiro circuito fica sintonizado 100 KHz acima e o segundo 100 KHz abaixo do valor da portadora de FI. Com este arranjo, quando os dois circuitos ressonantes do secundário são excitados pela portadora **não modulada**, em ambos são induzidas tensões iguais, que serão retificadas por D_1 e D_2 e aparecerão nas resistências de carga R_1 e R_2. Como essas tensões são iguais e de mesmo sinal na saída dos detetores, resulta que entre os pontos **a** e **b** da figura não haverá tensão.

Suponhamos agora que a onda portadora seja modulada, sofrendo, por exemplo, o desvio máximo. No nosso exemplo numérico, a freqüência da portadora será de:

$$10{,}7\ \text{MHz} + 0{,}075\ \text{MHz} = 10{,}775\ \text{MHz}$$

Nesta situação, o circuito sintonizado em 10,8 MHz ficará mais perto da ressonância e terá em seus extremos maior tensão induzida, ao passo que o sintonizado em 10,6 ficará mais fortemente dessintonizado, diminuindo a tensão induzida em seus extremos. Deste modo, tem-se a elevação de tensão do ponto **a** e o abaixamento no ponto **b**, sendo que a diferença de tensão entre **a** e **b** é agora diferente de 0 e positiva em **a**.

Se o desvio de freqüência for de - 75 KHz, tudo acontecerá de maneira inversa, ou seja, a tensão será maior no circuito L_3C_3 (sintonizado em 10,6 MHz) e, conseqüentemente, o ponto **b** será mais positivo que o ponto **a**.

Os valores intermediários do desvio provocarão tensões proporcionais inversas nos dois circuitos, de modo que entre **a** e **b** se recolhe a tensão, cuja variação de amplitude é proporcional à variação de freqüências, ou seja, entre **a** e **b** ter-se-á a tensão de modulação (tensão de áudio).

Os capacitores C_4 e C_5 são os filtros dos resíduos de RF.

O discriminador diferencial tem a desvantagem de necessitar de três sintonias em um mesmo transformador, o que, aliado à sensibilidade à variação de amplitude, limita bastante seu emprego na deteção de FM.

Figura 11 - Discriminador de Travis.

c) Por discriminador de fase

O circuito discriminador de fase foi proposto por Foster e Seeley; por isso, é também conhecido como discriminador de Foster-Seeley. Seu arranjo mais popular é aquele que mostramos na **figura 12**. O transformador tem primário e secundário sintonizados na mesma freqüência, ou seja, no valor central de FI, o que elimina um dos principais inconvenientes do discriminador de Travis. O secundário possui tomada central, que é ligada ao primário através do capacitor C. Como esse capacitor tem baixa reatância para a freqüência central da FI, a tensão na tomada central, em relação à terra, é igual a do primário do transformador. O indutor L é um choque de RF que evita que o sinal de FI seja curto-circuitado através do capacitor C_2.

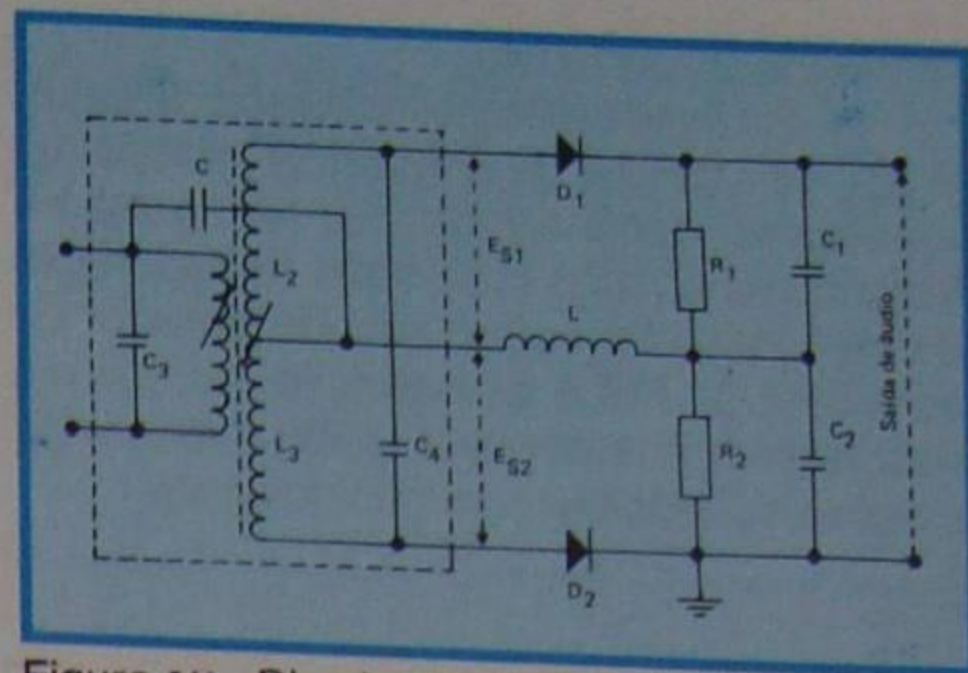



Figura 12 - Discriminador de fase.

O circuito de cada retificador é fechado, através de uma das metades do enrolamento secundário, por um dos resistores R e pelo choque L. Deste modo, a tensão aplicada a qualquer dos diodos é igual à soma (vetorial) da tensão do primário com metade da tensão do secundário. A soma vetorial, como ensinamos em uma das lições especiais, depende do ângulo de fase. Admitamos que não haja modulação. Então, a tensão aplicada a um dos diodos é igual à aplicada ao outro, mas defasadas de 90° em relação à do primário. A composição dessas tensões dá resultado nulo. Suponhamos agora que o sinal aplicado ao transformador sintonizado na FI tenha freqüência superior à de ressonância. Sabemos que o circuito agora fica capacitivo e, embora as tensões nos diodos continuem sendo iguais entre si em valor absoluto e opostas, elas sofrem uma rotação de fase, de modo que a resultante da soma da tensão aplicada a D_1 com a tensão do primário aumenta e a soma da tensão aplicada a D_2 com a do primário diminui. A tensão de saída é igual à soma dessas duas somas, de modo que é diferente de zero. Quando a freqüência do primário é inferior à de ressonância, o circuito fica indutivo e há rotação de fase no sentido contrário ao descrito anteriormente. Neste caso, tudo se passa do mesmo modo, somente que a tensão do primário com metade daquela do secundário, agora é maior no diodo D_2. A resultante das duas somas será também diferente de zero.

Em resumo, no discriminador de Foster-Seeley, a variação de freqüência produz variação de fase, que por sua vez modifica a amplitude do sinal de acordo com o ritmo da variação. Como esse ritmo depende da modulação de freqüência no transmissor, na saída do detetor recolhe-se a informação de áudio.

Na **figura 13** apresentamos o diagrama vetorial das três situações descritas.

O principal defeito do discriminador de fase é sua sensibilidade às variações de

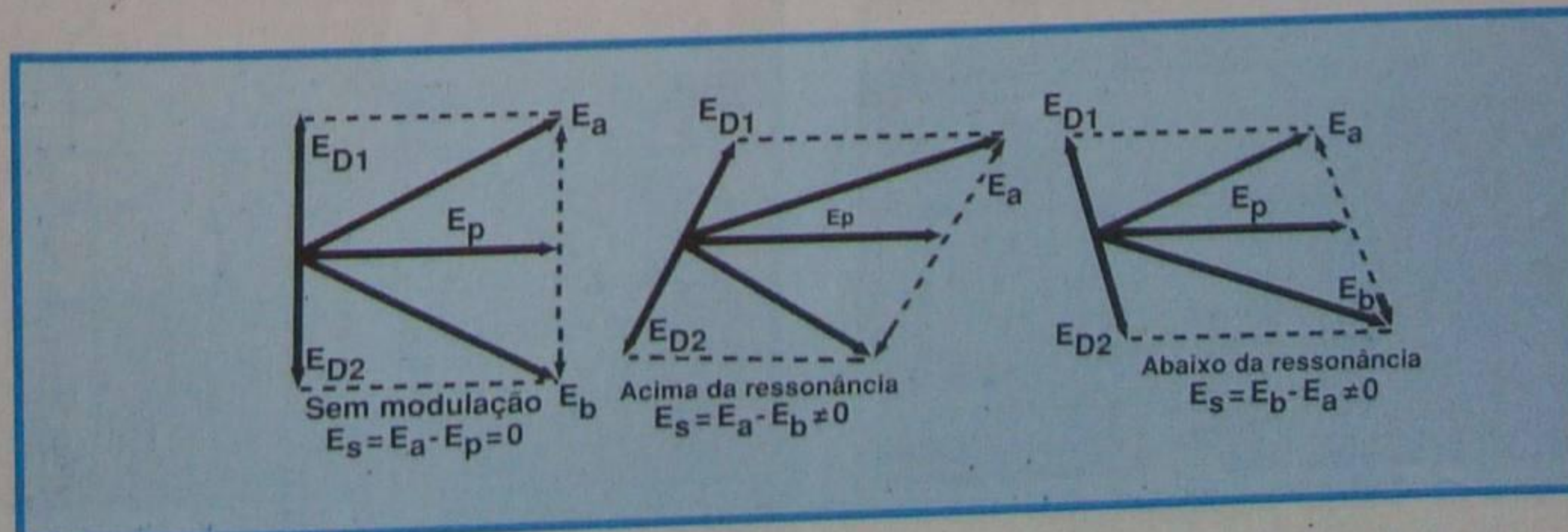



Figura 13 - Diagrama vetorial.

amplitude da portadora.

Se representarmos a tensão de saída, E_a-E_b, em função da freqüência, obteremos uma curva, como a mostrada na **figura 14**. Essa curva é muito importante na calibração do discriminador com o uso do gerador de varredura de FM e osciloscópio, porque ela será reproduzida por este último instrumento e permitirá verificar a correção do ajuste.

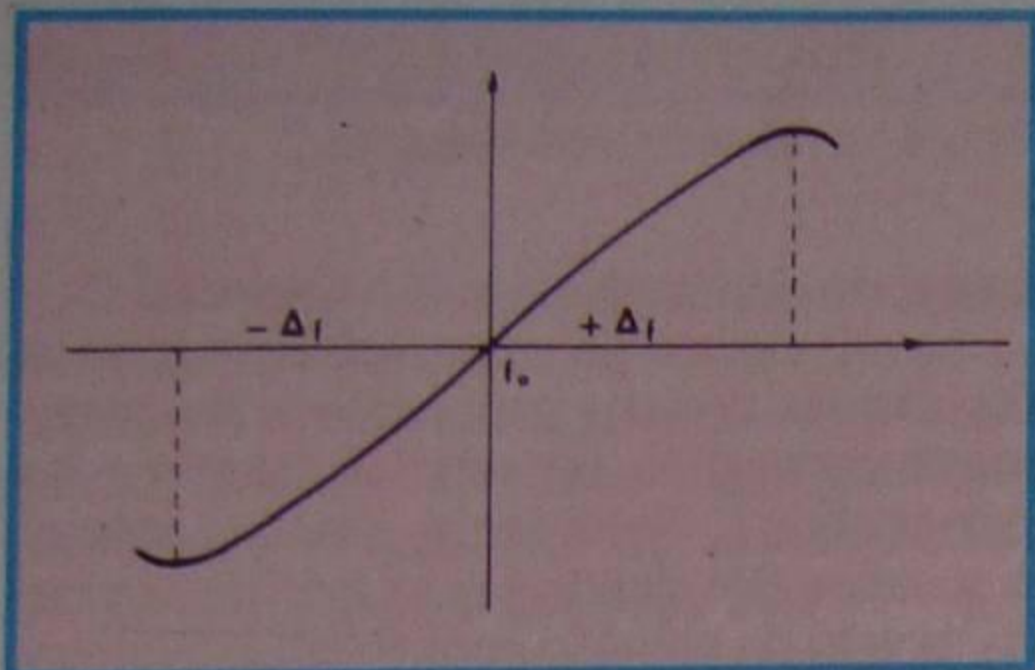



Figura 14 - Tensão de saída em função da freqüência.

d) Por detetor de relação

O detetor de relação é uma variante do discriminador de fase e apresenta, sobre este último, a vantagem de ser pouco sensível às variações de amplitude da portadora, o que significa que o próprio detetor atua como limitador.

Na **figura 15**, apresentamos o esquema típico do detetor de relação. Como se pode verificar, ele difere do discriminador de Foster-Seeley por apresentar um dos diodos invertidos, também um capacitor de valor elevado (normalmente eletrolítico) entre os resistores R_1 e R_2. Como a constante de tempo $C_3(R_1 + R_2)$ é elevada, esse capacitor mantém entre os pontos **a** e **b** tensão praticamente constante e igual à soma $E_1 + E_2$.

A tensão de saída (áudio) é retirada entre as junções de C_1 e C_2 e de R_1 e R_2. Seu valor corresponde a metade de E_1-E_2. Essa tensão varia com a freqüência, de modo análogo ao descrito para o discriminador de fase.

A tensão, nos terminais do capacitor C_3, fixa a polarização dos diodos. Dada a elevada constante de tempo do circuito $C_3(R_1 + R_2)$, as variações de amplitude devidas a um pulso de ruído, por exemplo, não alteram o valor da tensão nos terminais do capacitor, de modo que, graças a isso, o detetor de relação é também limitador de amplitude. O detetor responde somente às mudanças da **relação de tensão** através dos diodos, daí seu nome.

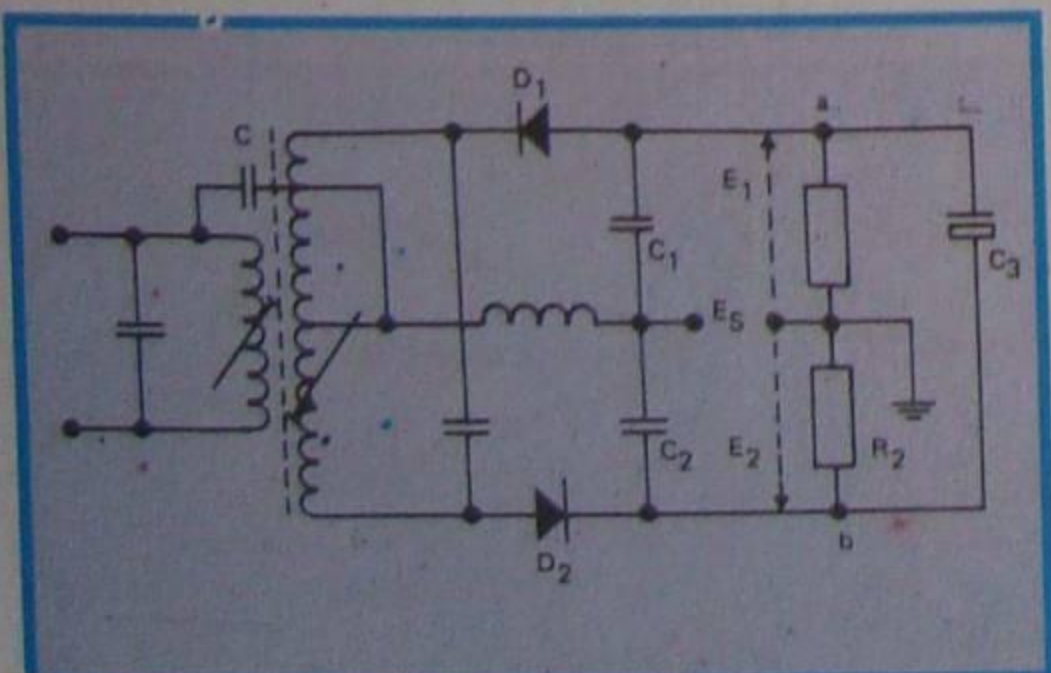



Figura 15 - Detetor de relação.

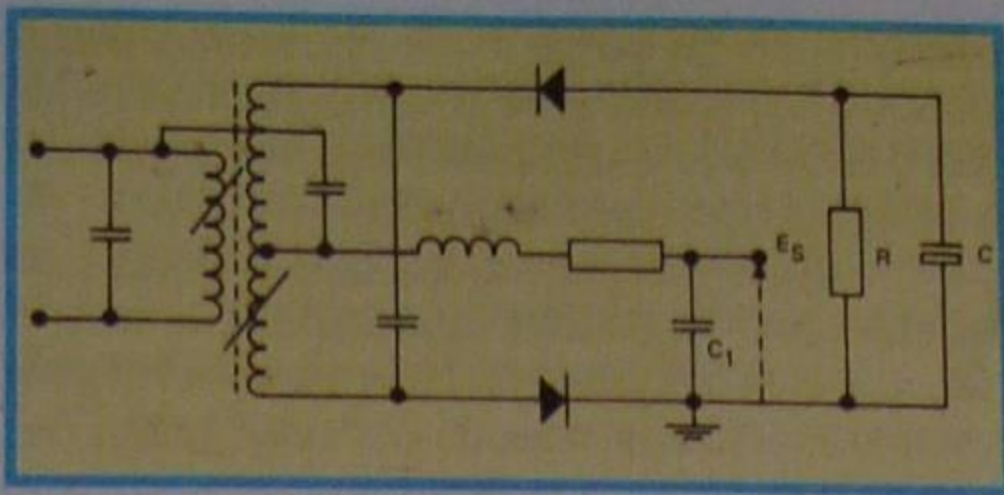



Figura 16 - Detetor de relação assimétrico.

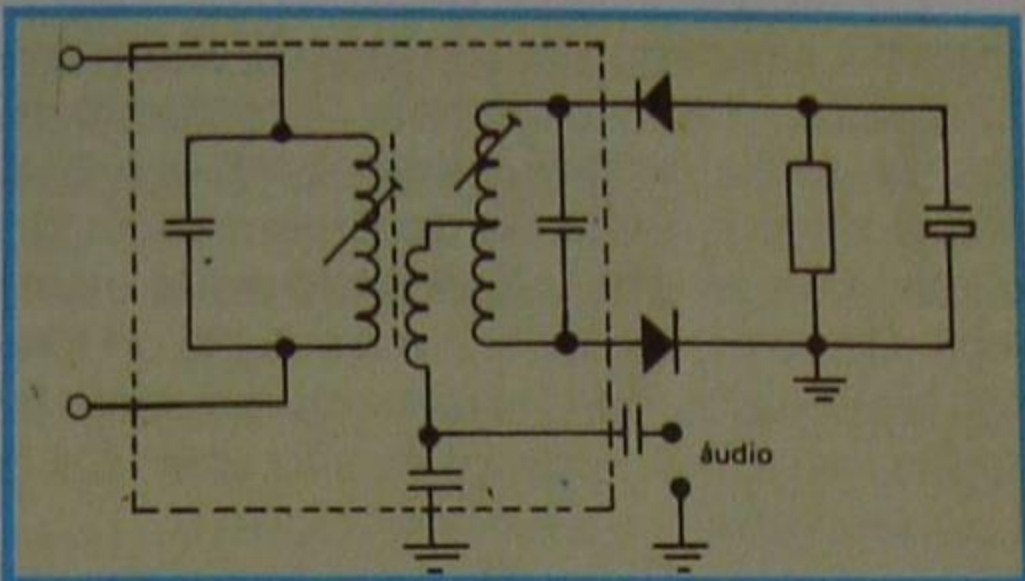



Figura 17- Variante do circuito anterior.

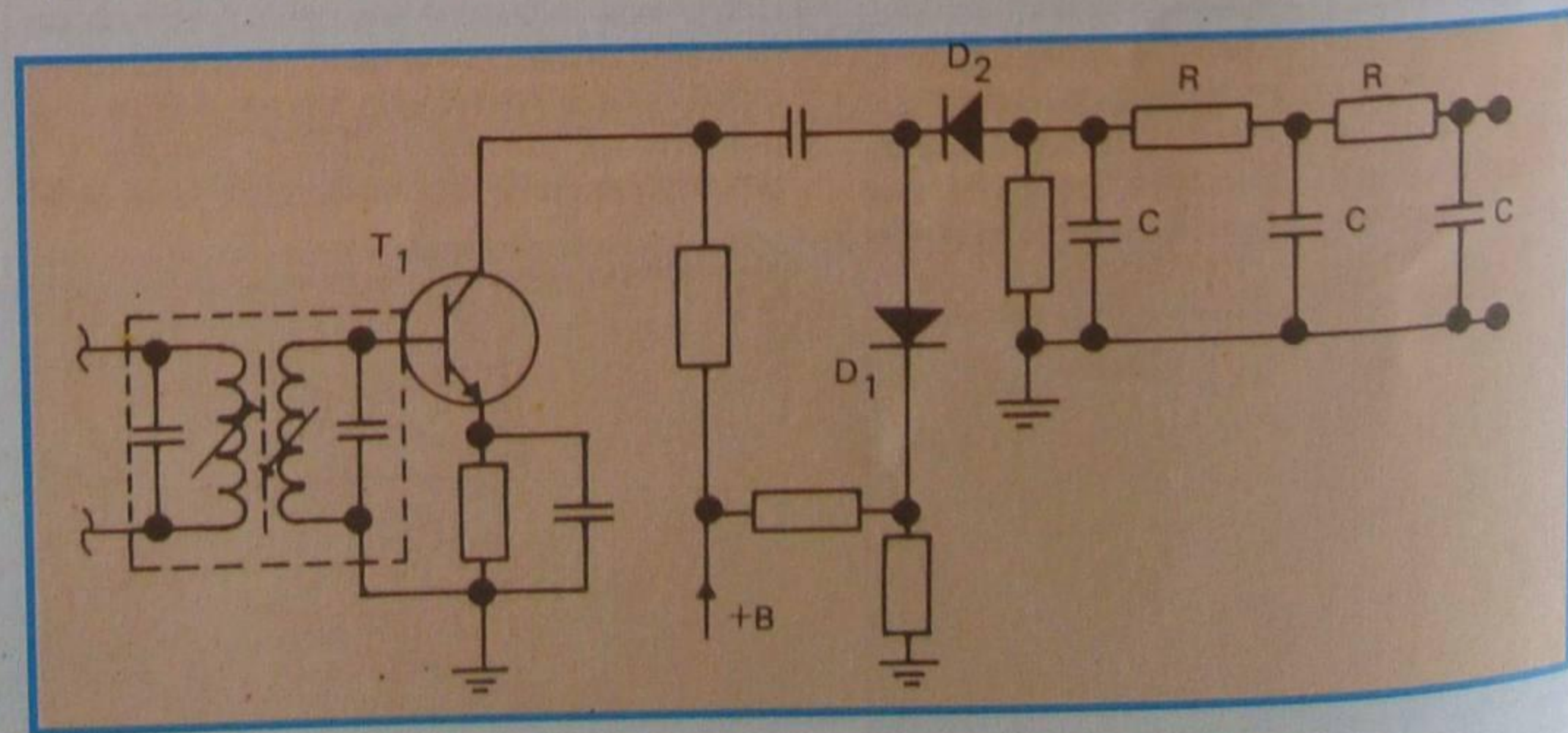
O detetor de relação mostrado na figura 15 é chamado de **simétrico** ou **balanceado**, porque todas as correntes e tensões são simétricas em relação ao ponto de massa. No entanto, é possível modificar o circuito, de modo que ele se torne desbalanceado ou assimétrico. É o caso do circuito mostrado na **figura 16**.

Outro arranjo que se faz no detetor de relação é utilizar um terceiro enrolamento como casador de impedâncias entre o primário e o secundário, com a finalidade de evitar o "carregamento" excessivo do estágio precedente.

Na **figura 17**, mostramos o esquema do detetor de relação assimétrico do tipo citado.

e) Por discriminador integrador

Esse tipo de demodulador é também chamado de **sincrodetetor**. Utiliza um circuito limitador que, trabalhando entre o corte e a saturação, transforma a onda modulada em freqüência, em uma série de pulsos cuja duração depende da freqüência de modulação. Esses pulsos são integrados por um filtro RC, reconstituindo a baixa freqüência.

Na **figura 18**, mostramos um circuito típico do discriminador integrador. O transistor T_1, trabalhando como ceifador, transforma a onda modulada em freqüência, em uma seqüência de sinais retangulares, que são recolhidos no coletor. O diodo D_1 elimina os pulsos positivos, de maneira que só os negativos aparecem no ânodo de D_2. Aí esses pulsos são integrados pelas redes RC, de acordo com seu tempo de duração, que é proporcional à tensão de áudio.

Esse tipo de detetor não é muito usado na prática, em conseqüência de suas desvantagens, sendo as principais: baixa sensibilidade e valor de FI reduzido, o que implica mais uma mudança de freqüência antes da deteção e também estreitamento da banda passante. Sua principal vantagem é não necessitar de ajuste, o que, em uma montagem industrial, é importante.

III - Ênfase e De-ênfase

Citamos, nesta aula, que uma das grandes qualidades da transmissão de FM é sua pouca sensibilidade a ruídos. Entretanto, dada a grande largura da faixa de FM, ruídos de alta freqüência podem perturbar os sons agudos na recepção. Para que esses ruídos tenham sua ação minimizada e a fidelidade mantida, na transmissão é feito um reforço dos sons agudos, a partir de 2,2 KHz.

Essa acentuação é chamada de **pré-acentuação** ou, mais comumente, **pré-ênfase**.

No receptor, para que o nível original das freqüências altas seja mantido, é necessário efetuar-se a atenuação na mesma proporção. A isso se dá o nome de **desacentuação** ou **de-ênfase**.

Tanto na transmissão como na recepção, adota-se para constante de tempo na rede que produz a ênfase e de-ênfase o valor de 75 µseg.

Conseqüentemente, na saída de áudio dos detetores de FM o aluno encontrará uma rede RC com a constante de tempo citada.

Com a descrição dos principais tipos de limitadores e detetores de FM, apresentamos ao aluno os dois estágios que diferenciam o receptor de FM daquele de AM. Na aula prática, mostraremos algumas particularidades dos demais estágios, bem como circuitos práticos dos demoduladores e limitadores.

Figura 18 - Demodulador sincrodetetor.

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO-TV
20ª LIÇÃO PRÁTICA
O RECEPTOR DE FM

Nesta lição, vamos descrever as várias etapas do receptor de freqüência modulada, apresentando alguns circuitos preferenciais e considerações práticas sobre os mesmos.

Antes, porém, veremos a realização prática de dois tópicos, que em muito auxiliarão a compreensão das dificuldades existentes nas transmissões de FM: o transmissor e o receptor.

Tais tópicos serão abordados de maneira a culminarem na realização de duas montagens, as quais julgamos interessantes ao aluno realizá-las.

I - Transmissor de FM

a) O transmissor básico

Para a realização de um transmissor de FM os projetistas, geralmente, utilizam-se da configuração mostrada na **figura 19**.

Nesta figura, o capacitor C_3 realiza uma realimentação de maneira a obrigar o circuito a entrar em oscilação. Exceto a presença deste componente, estaríamos frente a uma etapa amplificadora de RF sintonizada.

Para a realização de um projeto deste porte, partimos de alguns poucos dados preliminares, geralmente determinados pela própria natureza do projeto.

Em nosso caso, como se trata de um transmissor de FM, vamos considerar que o mesmo deva atuar dentro da faixa comercial. Para facilitar os cálculos, vamos considerar como freqüência inferior de operação a de valor de 90 MHz (90×10^6 Hz).

Outro dado importante refere-se à determinação do valor do capacitor variável. De fato, devemos partir de um componente facilmente encontrável no comércio, visto que os valores de capacitância máxima e mínima do mesmo serão empregados para o cálculo do indutor.

Utilizaremos, como capacitor variável, um trimmer de 3 a 30 pF.

Em função destes dois dados, podemos calcular a indutância que a bobina deve apresentar, partindo da fórmula:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Como o que queremos calcular é o valor de L, devemos alterar esta fórmula para isolá-lo L. Isso é feito inicialmente elevando-se a expressão toda ao quadrado, conforme se segue:

$$f^2 = 1/(4 \times 10 \times L \times C)$$

(Aproximamos π ao quadrado para 10).

$$\mathbf{f^2 = 1/(40 \times L \times C)}$$

Isolando-se L, teremos:

$$\mathbf{L = 1/(40 \times C \times f^2)}$$

Em nosso exemplo, devemos levar em conta que:

$C = 30 \text{ pF} = 30 \times 10^{-12}$ F
$f = 90 \times 10^6$ Hz

Temos:

$L = 1/(40 \times 30 \times 10^{-12} \times 90^2 \times 10^{12})$
$L = 1/(9{,}72 \times 10^6 \times 10^{-12} \times 10^{12})$
$L = 1/9{,}72 \times 10^{-6}$ H
$L = 0{,}102\ \mu$H

Obs.: efetuamos a multiplicação por $\mathbf{10^{-6}}$ **H** para realizar a conversão de Henries em microhenries, pois 1µH equivale a 0,000.001 H ou 10^{-6} H. Pois bem, de posse da indutância que a bobina deve ter, o próximo passo é calcular o seu número de espiras e o seu comprimento.

Para tanto, devemos fixar alguma coisa. Num transmissor de até 100 mW podemos fixar um tamanho padrão: diâmetro de 1 cm (D) e comprimento de 1 cm (l).

Selecionamos estes valores para D e l por saber-se que quanto maior a freqüência menor será o valor do indutor (0,102 µH, como já calculado), e, conseqüentemente, menor deverá ser o diâmetro e comprimento de tal bobina, se comparada a outra para menor freqüência.

Uma fórmula básica, que pode ser utilizada para o cálculo da indutância de tal bobina, em função de suas dimensões é:

$$\mathbf{L = 1{,}257 \times \frac{n^2 \times S}{10^8 \times l}}$$

Onde:
L é a indutância em Henry
n é o número de espiras
S é a área abrangida por uma espira em centímetros quadrados
l é o comprimento da bobina em centímetros

Como o valor da indutância do comprimento e do diâmetro da bobina já são conhecidos, devemos calcular a área abrangida por uma espira. Para isto, utilizamo-nos da fórmula:

$$\mathbf{S = \pi \cdot R^2}$$

onde :
π = constante igual a 3,14
R = raio da bobina em centímetros

Para uma bobina com 1 cm de diâmetro R = 0,5, de onde podemos calcular S:

$S = 3{,}14 \times (0{,}5)^2$
$S = 3{,}14 \times 0{,}25$
$S = 0{,}785$

Levemos então todos estes dados à fórmula e calculemos o número de espiras de nossa bobina:

$$L = 1{,}257 \times \frac{n^2 \times S}{10^8 \times l}$$

Alterando-se a fórmula para isolar n, que é o número de espiras, teremos:

$$\mathbf{n = \sqrt{\frac{10^8 \cdot L \cdot l}{1{,}257 \cdot S}}}$$

Substituindo-se os valores, pode-se resolver a equação como se segue:

$$n = \sqrt{\frac{10^8 \times 0{,}102 \times 10^{-6} \times 1}{1{,}257 \times 0{,}785}}$$

$$n = \sqrt{\frac{0{,}102 \times 10^2}{0{,}986}}$$

$$n = \sqrt{10{,}2/0{,}986}$$

$$n = \sqrt{10{,}34}$$

$$n = 3{,}21$$

Como 3,21 espiras é um valor difícil de obter, podemos experimentar o circuito com 3 espiras, ou 4.

Quanto ao fio empregado para a confecção da bobina, nada impede que seja utilizado o fio 18 AWG.

Para calcular o extremo superior da faixa sintonizada é simples: aplicamos a fórmula da capacitância x freqüência com o valor mínimo que o trimmer alcança.

Usando um trimmer de 3 - 30 pF (valor comercial) teremos:

$$f = 1/(2 \times 3{,}14 \times \sqrt{L \times C})$$

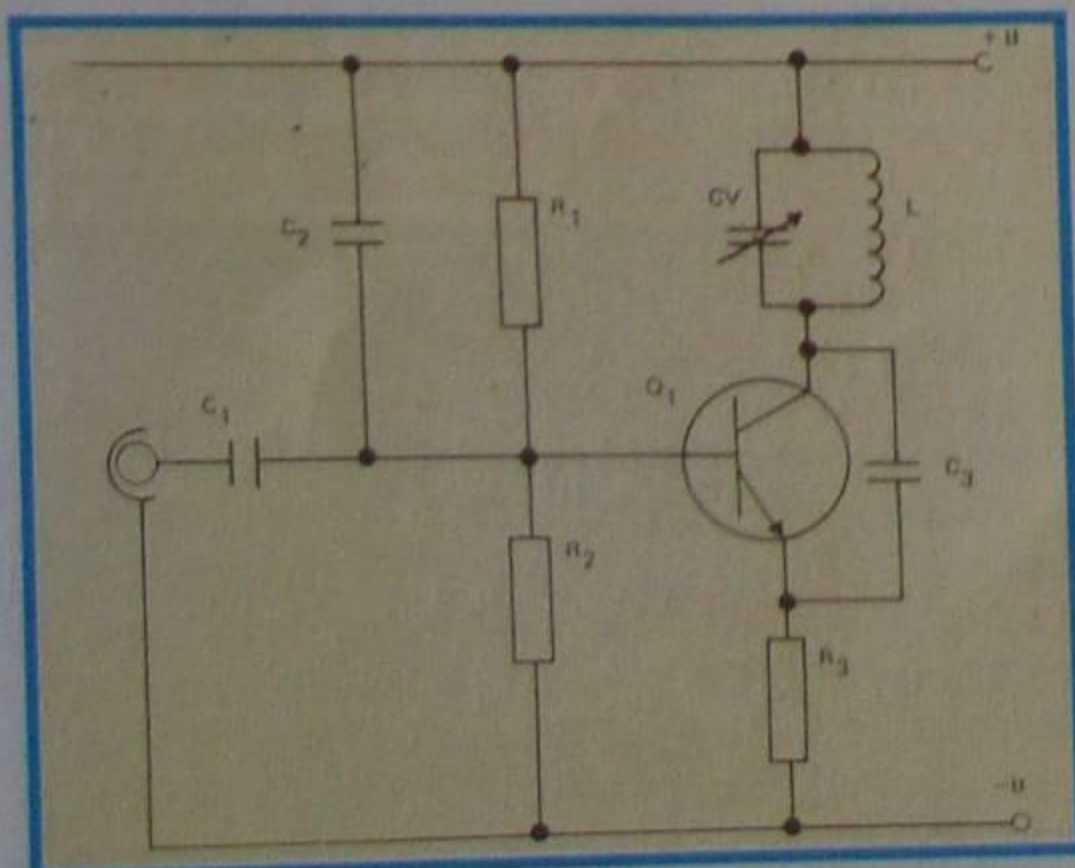



Figura 19 - Circuito básico do transmissor.

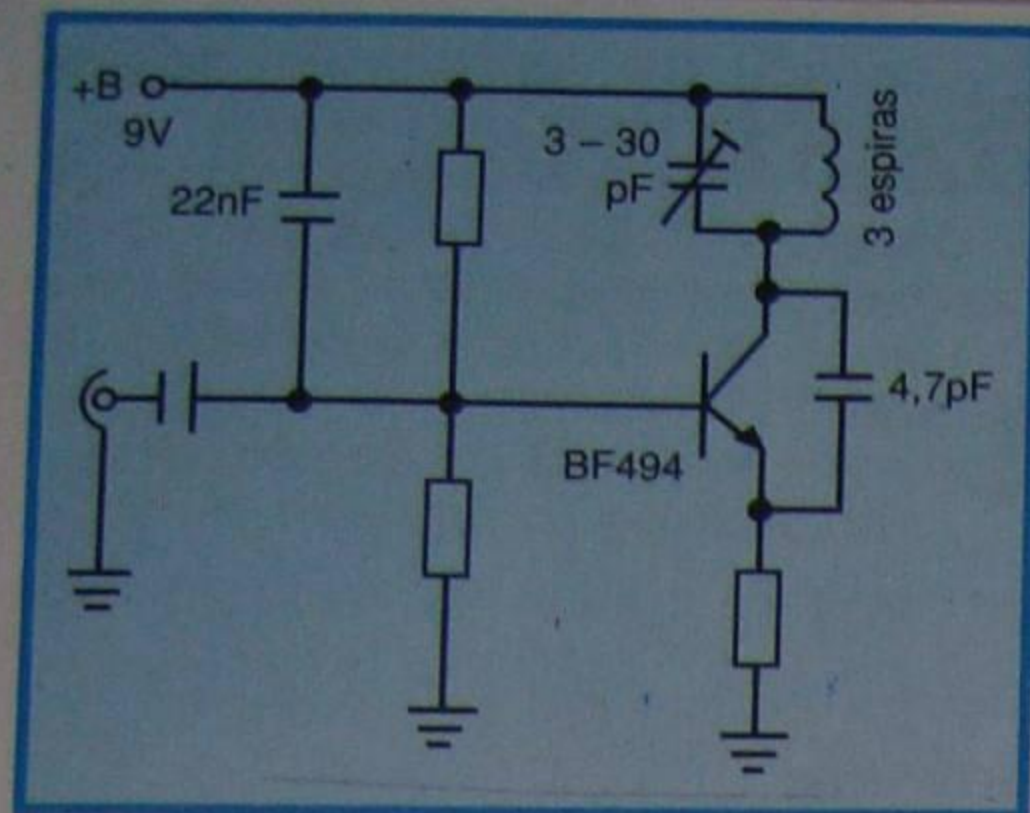



Figura 20 - Circuito final para o oscilador-modulador.

Substituindo os valores:

$f = 1/(2 \times 3{,}14 \times \sqrt{0{,}102 \times 10^{-6} \times 3 \times 10^{-12}})$
$f = 1/(6{,}28 \times \sqrt{0{,}306 \times 10^{-18}})$
$f = 1/(6{,}28 \times \sqrt{0{,}553 \times 10^{-9}})$
$f = 1/3{,}47 \times 10^{9}$ Hz
$f = 0{,}28 \times 10^{9}$ Hz
$f = 280 \times 10^{6}$ Hz
$f = 280$ MHz

Na realidade, não se consegue chegar a valor tão alto, pois deve ser considerada a capacitância das espiras da bobina e dos próprios elementos do circuito, como por exemplo, do transistor (emissor-coletor) que abaixam consideravelmente este limite. Podemos dizer, no entanto, que facilmente passaremos dos 120 MHz como limite superior para nosso oscilador.

Na **figura 20** temos, então, o circuito final que certamente, dará excelentes resultados num pequeno transmissor.

Quanto aos valores dos demais componentes, a maneira de calculá-los, por já ter sido visto anteriormente, não trará grandes dificuldades ao aluno.

b) Etapa de amplificação de RF sintonizada

Na **figura 21** temos um circuito básico de uma etapa amplificadora de potência.

Vemos, neste circuito, que existe um circuito LC que deve ser ajustado para a freqüência de operação, para que o conjunto tenha máximo rendimento.

Este circuito LC determina a correta sintonia da etapa amplificadora.

Para efetuar a sintonia, podemos usar dois recursos simples que dependem da potência do transmissor.

O primeiro consiste num elo de captação com uma lâmpada piloto que funciona com transmissores a partir de 500 mW de potência, conforme mostra a **figura 22**.

O segundo consiste em se usar um

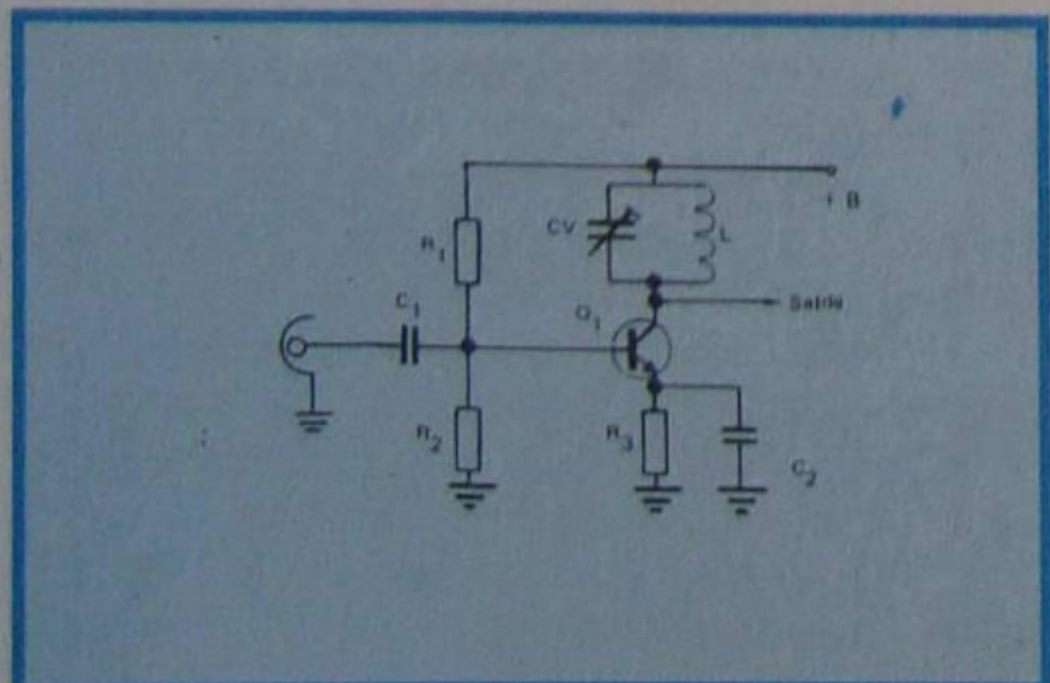
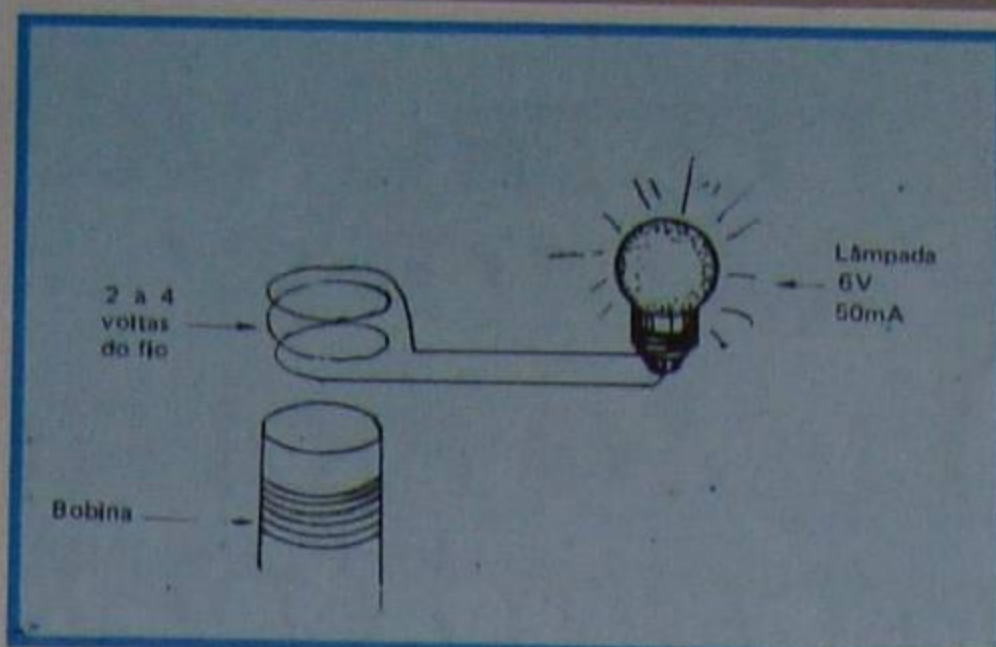



Figura 22 - Simples maneira de se sintonizar o circuito.

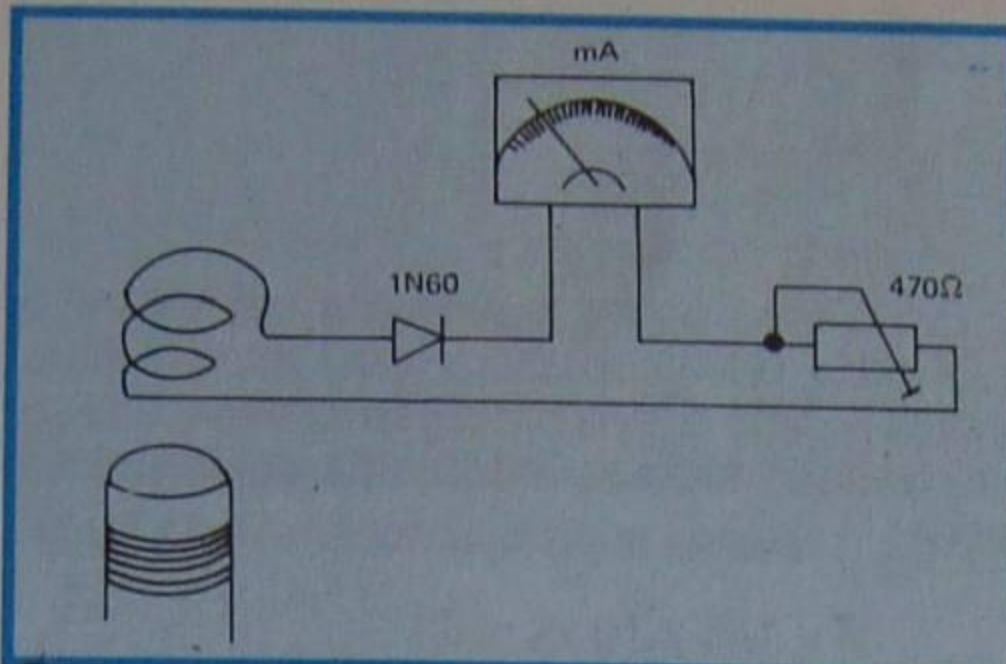



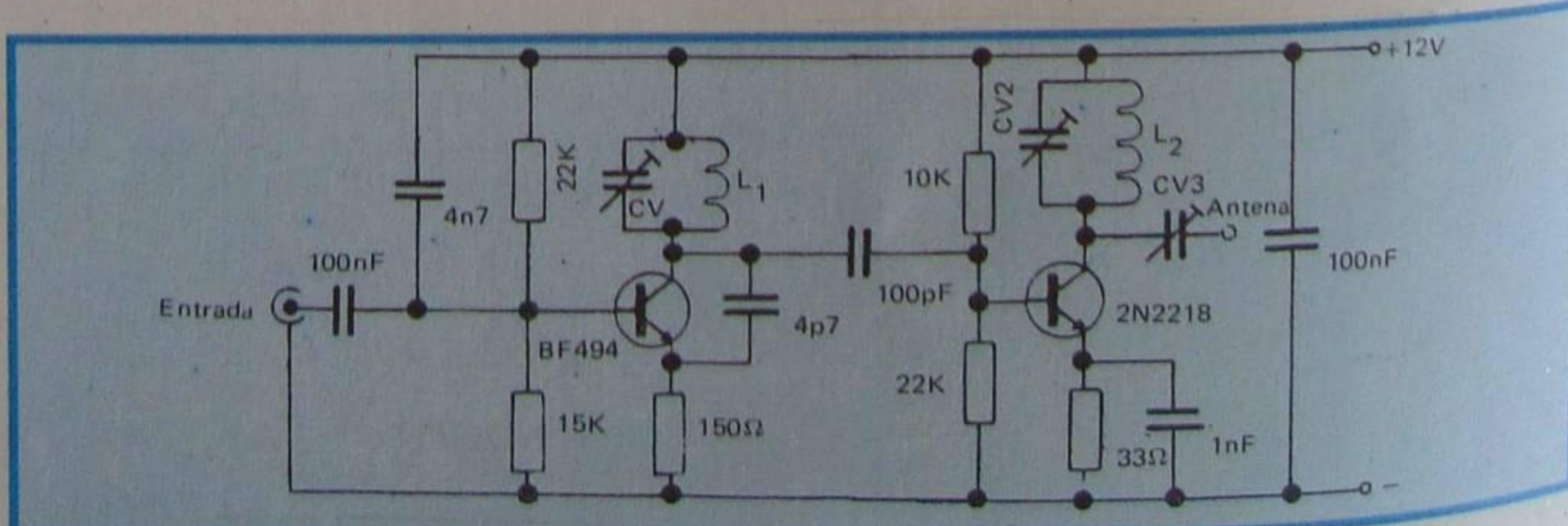
Figura 23 - Outra maneira de se realizar a sintonia

microamperímetro (VU) de 200 μA ou o multímetro na escala mais baixa de correntes, com um diodo detetor, conforme mostra a **figura 23**.

Aproximando este circuito da bobina da etapa amplificadora teremos o máximo rendimento quando o trimmer for ajustado para maior brilho da lâmpada, ou então maior deflexão do instrumento.

Assim, em primeiro lugar ajustamos o trimmer do oscilador para a freqüência da emissão desejada. Depois, ajustamos o trimmer da etapa amplificadora para maior rendimento. Nestas condições o transmissor estará emitindo com sua máxima eficiência, desde que o acoplamento de antena seja feito corretamente.

c) Transmissor de FM com transistores

Na **figura 24**, mostramos um transmissor de FM de duas etapas, cujo alcance pode atingir até 1 000 metros, em condições favoráveis. Devemos mencionar que, para operar este tipo de equipamento na faixa comercial é **necessária permissão especial** e, para operação na faixa dos 2 metros (144 MHz), é preciso ser **radioamador pré-fixado**. Sob outras condições, o operador ficará sujeito às sansões legais pelo que não nos responsabilizamos. O circuito dado deve ser operado dentro do âmbito domiciliar com pequeno raio de irradiação.

A bobina L_1 consta de 3 espiras de fio esmaltado 18, enquanto que L_2 consta de 5 espiras do mesmo fio. As duas bobinas têm diâmetro de 1 cm e comprimento entre 1 cm e 1,5 cm.

II - Receptor de FM Super-regenerativo

Apresentaremos, a seguir, uma sugestão de montagem de um receptor simples de FM.

Como mencionado anteriormente, a recepção de FM pode ser feita por qualquer um dos tipos de receptores estudados na recepção de AM e, para uma montagem experimental, a melhor maneira de se obter um receptor simples e sensível para a faixa de altas freqüências é com a utilização de um detetor super-regenerativo na etapa inicial, cujo funcionamento já foi estudado em lição sobre receptores de AM. Para a recepção de FM, o circuito sofre poucas alterações, sendo a maioria no que se refere aos valores dos componentes. O circuito básico, com valores típicos é mostrado na **figura 25**.

Neste circuito produz-se uma oscilação na mesma freqüência do sinal sintonizado, mas para não haver uma manutenção completa dessa mesma oscilação, por um processo de realimentação, ocorrem interrupções da mesma numa freqüência mais baixa, normalmente entre 25 KHz e 50 KHz para não haver a possibilidade de amplificação dessas freqüências indesejáveis pelas etapas de áudio. A forma de onda obtida é então a mostrada na **figura 26**.

Com este recurso de se fazer o circuito oscilar mais repetidamente quase no limite de sua operação, obtém-se para a etapa um rendimento excepcional no que se refere a sensibilidade, se bem que a seletividade apresentada não seja das melhores.

Veja o aluno que pelo fato de termos de sintonizar sinais de freqüências muito elevadas, fios ou terminais de componentes um pouco mais compridos podem significar indutâncias e capacitâncias parasitas responsáveis por oscilações que afetariam o comportamento do circuito, o qual passaria a produzir apitos, roncos e outras anormalidades. Assim, o ponto crítico no funcionamento, principalmente no que se refere à etapa de deteção super-regenerativa, é a disposição dos componentes que deve ser estudada com o máximo de cautela.

O choque de RF, neste circuito, impede a passagem do sinal de alta freqüência para as etapas de áudio seguintes e, ao mesmo tempo permite que estes sejam desviados para o capacitor C_3 no circuito de realimentação que mantém as oscilações do circuito.

O resistor R_3 atua como carga para os sinais de áudio que a partir daí são enviados para as etapas seguintes de amplificação. O

Figura 21 - Circuito básico de um amplificador de RF sintonizado.

Figura 24 - Transmissor de FM.

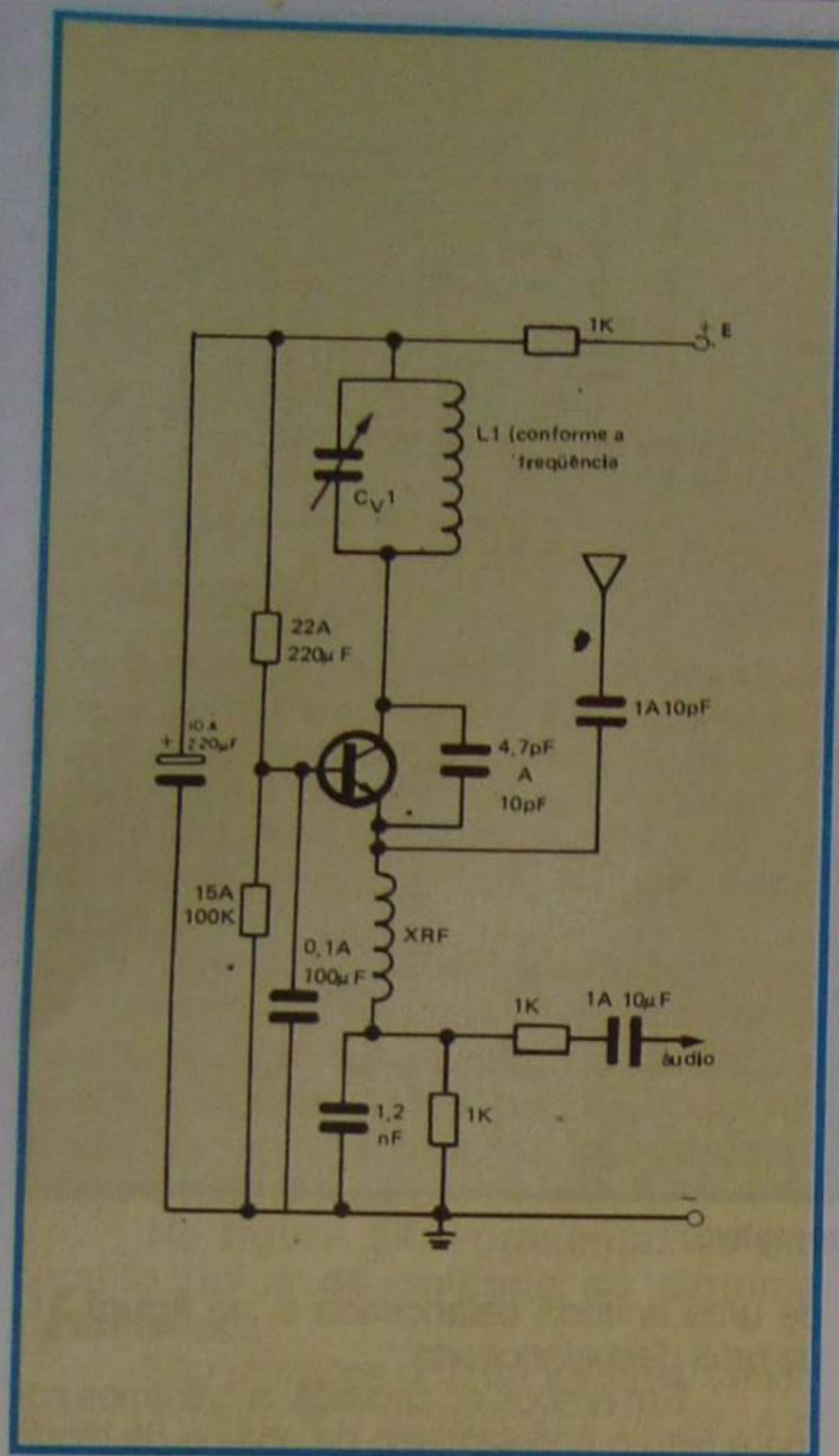



Figura 25 - Circuito básico com valores típicos.

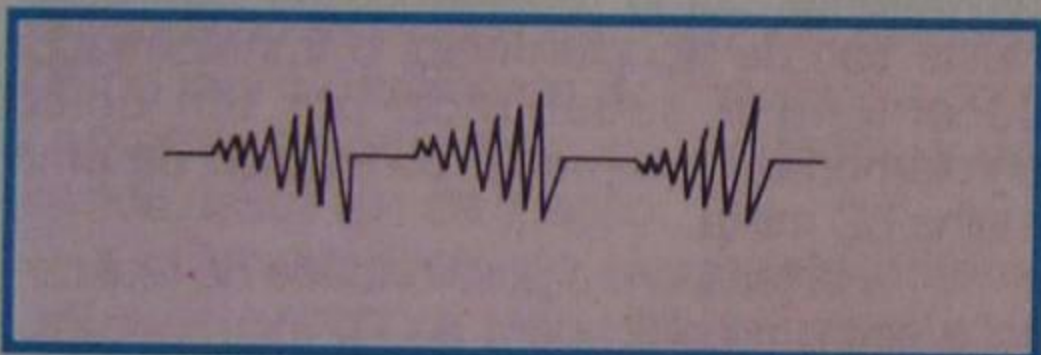



Figura 26 - Forma de onda obtida.

capacitor variável C_{V1} faz a sintonia do circuito, em função da bobina utilizada, enquanto que R_1 e R_2 polarizam a base do transistor de modo a levá-lo ao ponto quiescente de funcionamento. Os valores dos componentes utilizados neste tipo de circuito podem variar bastante conforme pode verificar o aluno pelo diagrama. Os mais pacientes podem recalcular os valores dos componentes, conforme foi feito para o receptor de AM ou testar os valores que melhor resultado fornecem ao seu projeto especificamente, já que transistores e outros componentes têm uma tolerância considerável em relação às suas características elétricas.

A etapa seguinte é a primeira de amplificação de áudio, sendo formada por um transistor de uso geral de alto ganho. Como a potência obtida nesta etapa é insuficiente para excitar diretamente um alto-falante uma etapa adicional de saída de áudio é utilizada.

Na saída desta segunda etapa de áudio que também utiliza um transistor de alto ganho para uso geral, podemos ligar um transformador de saída e um alto-falante, ou então um fone.

Na **figura 27** mostramos a maneira como deve ser ligado um fone de alta impedância (cristal ou magnético), substituindo-se o transformador de saída por um resistor de carga de 2,2 K.

Na etapa super-regenerativa existem dois pontos críticos que serão observados na

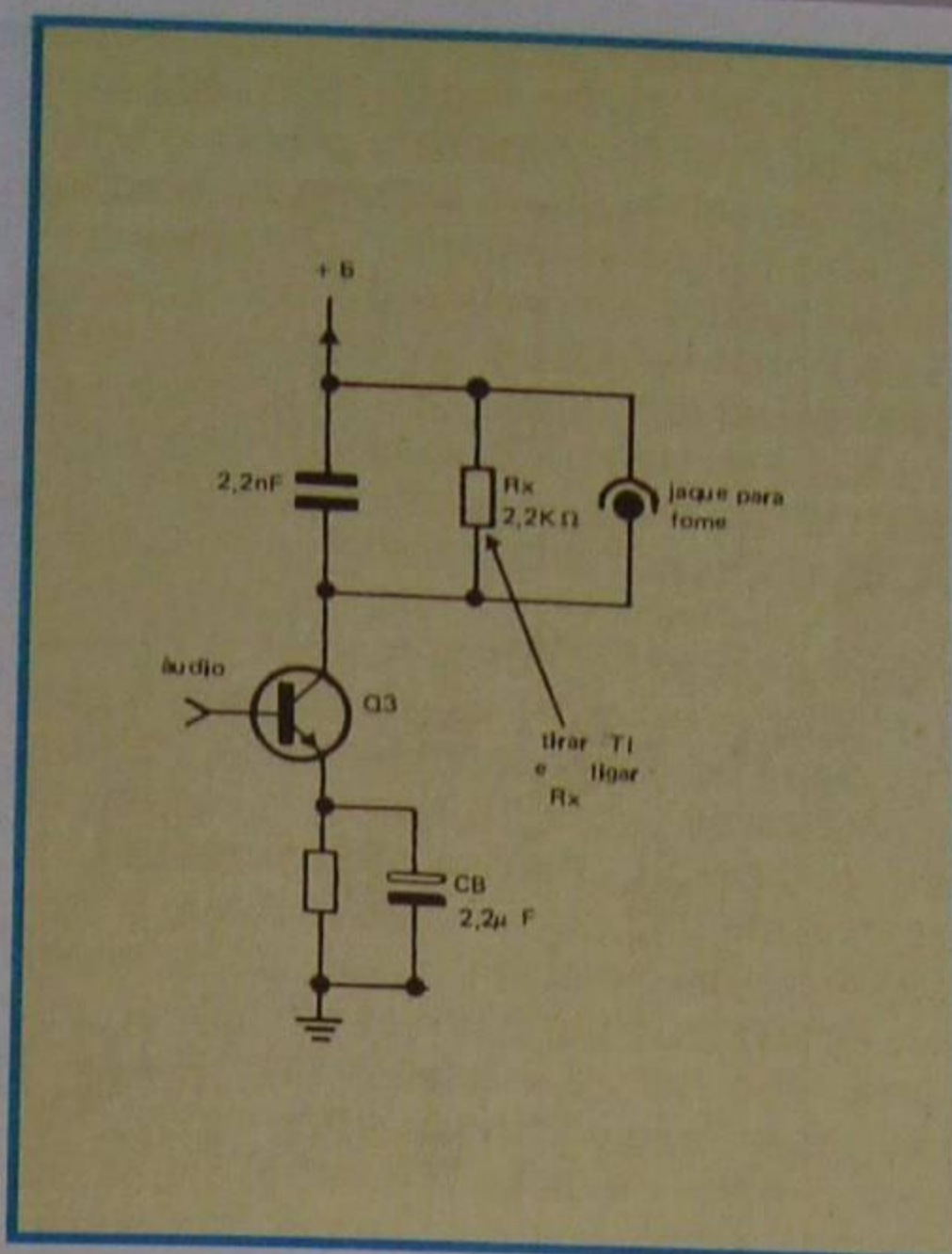



Figura 27 - Maneira de conectar-se um fone.

montagem. O primeiro refere-se ao comprimento dos fios de ligação e/ou das trilhas da placa de circuito impresso, e o segundo em relação ao capacitor variável empregado que deve ser de tipo especial (uma única secção) ou então modificado de um capacitor comum.

Outro ponto importante a ser observado em relação a este receptor é o referente ao seu consumo de energia. Sua alimentação é de 9 V mas como o consumo de corrente é muito baixo, da ordem de 3,5 mA, as baterias pequenas para esta tensão terão uma durabilidade bastante grande.

Obtenção dos componentes

Acreditamos que os nossos alunos não tenham dificuldades em obter todas as peças para esta montagem, mas mesmo assim damos algumas informações adicionais sobre os componentes que possibilitam maior facilidade de compra e evitam enganos que podem comprometer o funcionamento do receptor.

a) Resistores: podem ser de 1/4 ou 1/8 W, com tolerância de 5%

b) Capacitores: observe bem os tipos exigidos ou recalculados, não aceitando valores que divirjam em muito dos mesmos. Durante a aquisição, dê preferência aos capacitores de disco cerâmico. Observe também a marcação dos capacitores de cerâmica que facilmente podem ser responsáveis por enganos. Os capacitores de 4,7 pF e 10 pF que são críticos neste circuito devem vir com a marcação 4P7 e 10P ou simplesmente 4,7 e 10.

Os capacitores eletrolíticos podem ser do tipo com terminal radial (paralelo) ou axial, devendo-se apenas observar que a tensão marcada na lista é um valor mínimo. Capacitores com valores maiores de tensão podem ser usados sem problemas.

c) O transistor BF494, ao contrário dos transistores para uso geral de baixa potência, tem uma disposição de terminais um pouco diferente, sempre com a base no extremo. Se você utilizar transistor equivalente, certifique-se de que, antes de utilizá-los, a disposição dos terminais é a mesma.

Não procure soldar este componente ou fazer modificações no circuito com ele ligado pois o transistor em questão pode ser facilmente danificado.

d) Quanto ao capacitor variável a ser utilizado, poderemos selecionar um de pequeno valor de capacitância, entre 10 e 40 pF. Em caso de dificuldade para obter este tipo de variável, você pode comprar um comum de maior número de placas e, com cuidado, retirar as placas móveis deixando apenas duas delas. Esta operação exige muito cuidado porque, depois de feita, as placas móveis devem penetrar nas placas fixas sem encostar nas mesmas.

e) O choque de RF XRF1 é enrolado pelo próprio montador constituindo-se em cerca de 40 a 50 voltas de fio fino (32 AWG) enroladas em torno de um resistor de 100K e ligada em paralelo com o mesmo. Observe na **figura 28** a construção deste componente. Tenha o cuidado de raspar as pontas do fio esmaltado para fazer sua soldagem.

f) A antena telescópica utilizada é do tipo padrão, encontrado em muitos rádios portáteis. Seu tamanho pode variar entre 40 e 70 cm e se o aluno tiver dificuldade na sua obtenção pode substituí-la por um pedaço de fio rígido (16 ou 18 AWG) de tamanho na faixa indicada. Deve ser observada a maneira de se fixar esta antena à montagem, já que a mesma deve ficar completamente isolada.

g) O transformador de saída recomendado para esta montagem é do tipo encontrado na saída de rádios portáteis. Praticamente qualquer tipo de transformador de saída para transistores pode ser usado. Como existem pequenas variações de características de um para outro que podem implicar em maior ou menor volume para os sinais, se o aluno notar falta de volume nas estações deve procurar substituir este componente. Outra opção ao aluno, é a de substituir totalmente a etapa de áudio do receptor por uma que não faça uso de transformador de saída; esta nova etapa pode ser transistorizada ou integrada.

h) O alto-falante sugerido para a montagem é do tipo miniatura de 2 polegadas, ou seja, 5 cm, de 8 ohms. É claro que, se o aluno possuir outros tipos de alto-falantes, poderá utilizá-los desde que sua impedância seja de 8 ohms também. Neste caso, a qualidade de som será inclusive favorecida.

Montagem

As ferramentas utilizadas na montagem são as comuns nas oficinas de eletrônicas: soldador de 30 W no máximo, solda de boa qualidade, alicate de corte lateral, alicate de ponta e chaves de fenda. Deve-se dispor de material para preparação ou confecção da caixa. Esta caixa pode ser plástica ou de madeira, ou então se o aluno preferir do tipo metálico.

O circuito completo do receptor é mostrado na **figura 29.**

III - Receptores comerciais de FM

1) Estágios amplificadores de RF

Exatamente como acontece na recepção de AM, o estágio ou estágios amplificadores de RF não são imprescindíveis, no receptor de FM; entretanto, são convenientes

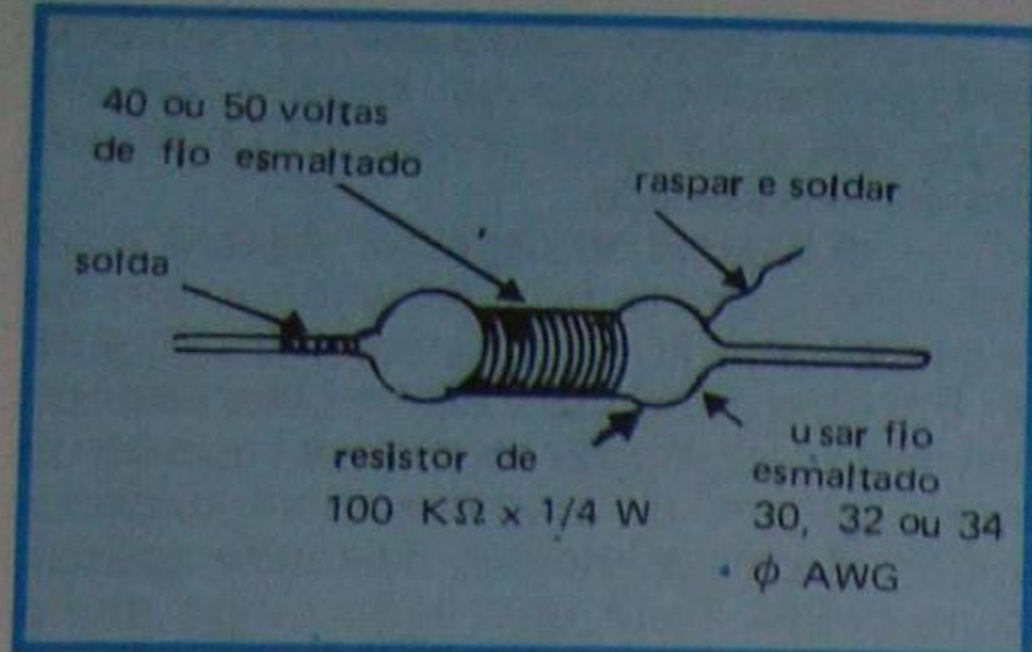



Figura 28 - Construção de XRF1.

pelas seguintes razões:

a) aumento de sensibilidade;

b) determinação da relação sinal/ruído;

c) diminuição da irradiação do oscilador local.

Como é natural, o estágio de RF amplifica os sinais fracos que chegam à antena, o que equivale a dizer que aumenta a sensibilidade do receptor.

A relação sinal/ruído depende quase que exclusivamente do estágio de entrada; conseqüentemente, com a escolha criteriosa do dispositivo amplificador, pode-se fixar a relação sinal/ruído em um nível compatível com a sensibilidade do receptor. O aluno deve ter em mente que o ruído a que se refere a relação não é aquele captado pela antena e sim o gerado no receptor.

A possibilidade da sinal gerado no oscilador local ser irradiado pela antena torna-se menor, porque a etapa amplificadora de RF "isola" a antena do oscilador.

Como se vê, essas características são suficientes para que se adote uma - pelo menos - etapa amplificadora de RF na entrada do sintonizador de freqüência modulada.

Formalmente, o estágio de RF para FM não difere daqueles que estudamos para AM. Na **figura 30**, apresentamos o circuito básico de um amplificador de RF transistorizado.

O circuito de entrada pode ser periódico ou não. Na figura 30 representamo-lo não-periódico.

A sintonia dos circuitos tanto pode ser feita pela variação da capacitância (capacitor variável) como da indutância, ou seja, por variação da permeabilidade magnética (bobinas com núcleo variável). O aluno certamente encontrará os dois tipos, pois não há preferência acentuada por nenhum deles.

Devido à pequena indutância necessária para ressonar em freqüências elevadas, as bobinas de RF são confeccionadas com reduzido número de espiras, às vezes sendo empregado, para isto, fio de prata ou prateado, para diminuir o efeito pelicular.

A disposição dos componentes do estágio amplificador de RF de freqüência elevada é bastante crítica e deve ser estudada com muito cuidado, porque a indutância própria de um pequeno pedaço de fio tem valor suficiente para alterar a freqüência de ressonância, o mesmo se podendo afirmar com respeito à sua capacitância em relação ao chassi ou aos outros componentes.

Como regras gerais para as montagens de RF, devem ser observadas as seguintes:

1ª) Ligações curtas e diretas.

2ª) Utilizar componentes pouco volumosos e condutores de RF distanciados do chassi.

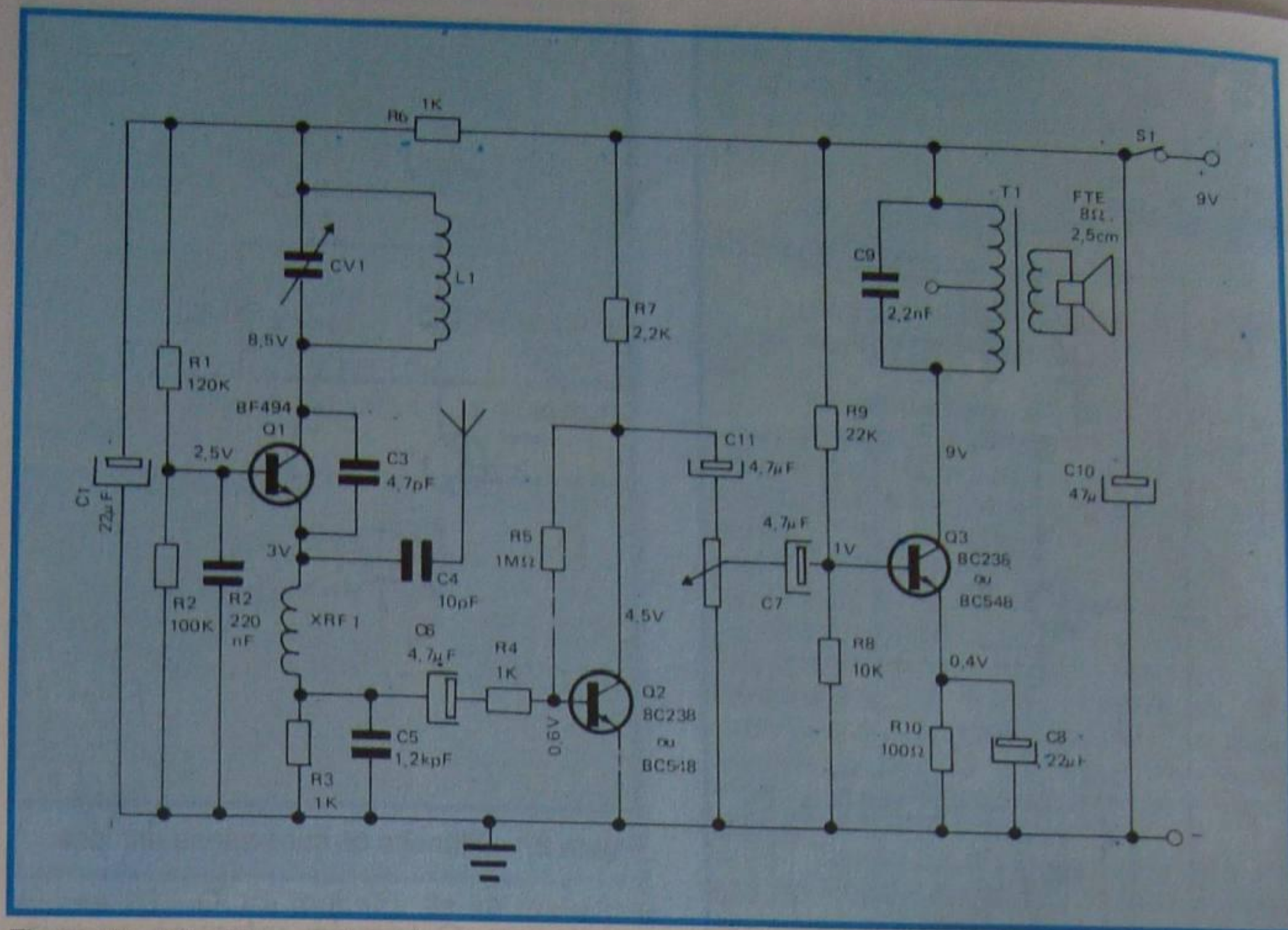



Figura 29 - Circuito completo do receptor super-regenerativo.

3ª) Retornar as ligações à massa, de um estágio, a um só ponto.

4ª) Soldagens perfeitas.

Quanto ao material utilizado para as montagens de RF, compreende-se que devam ser da melhor qualidade, tanto elétrica como mecânica. Realmente, os capacitores deverão ser de baixas perdas, não indutivos e de baixa tolerância. Os resistores também deverão ser do tipo não indutivo. As fôrmas de bobinas, bem como os capacitores variáveis, devem ser de ótima qualidade mecânica, pois qualquer variação de formato, devida por exemplo a uma dilatação ou empenamento, altera o valor da indutância ou da capacitância.

Os circuitos de entrada dos amplificadores de RF são desenhados para a alimentação através de linha de transmissão (fio de antena) balanceada de 300 Ω, ou desbalanceada de 75 Ω. A vantagem da linha balanceada é que os sinais por ela captados têm mesmo sentido nos dois condutores e se cancelam. A entrada desbalanceada é usada nos receptores portáteis de uma só antena telescópica.

Na figura 30, mostramos o esquema de uma entrada balanceada e, na **figura 31**, de uma desbalanceada.

Em ambos os circuitos, mostramos como é feito o acoplamento da antena de modo indutivo. Porém não é incomum os circuitos de RF de FM onde a antena é acoplada capacitivamente, como mostramos na **figura 32**. Neste tipo de acoplamento, o transformador de antena é substituído por um único enrolamento, geralmente constituído de uma malha LC mista.

Há também a possibilidade de realizar-se a etapa amplificadora de RF com circuitos integrados específicos para esta finalidade. Apenas a título de ilustração mostramos, na **figura 33**, uma típica etapa de RF composta com um circuito integrado muito comum em rádios FM portáteis.

2) Oscilador local e conversor

A função do oscilador local, na recepção de FM, é a mesma de todos os receptores do sistema heteródino, ou seja, gerar uma onda senoidal pura, a qual, por batimento com

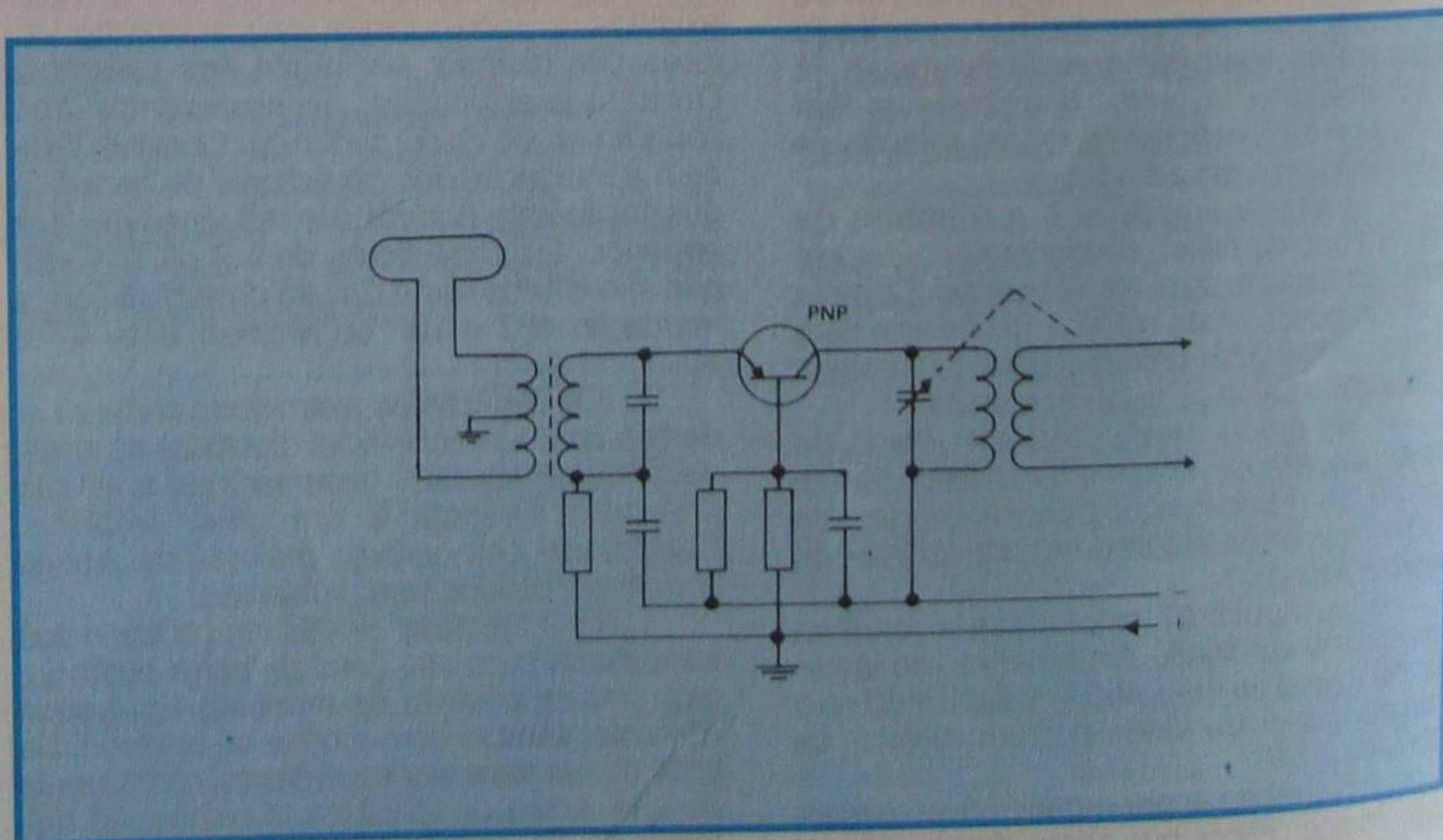
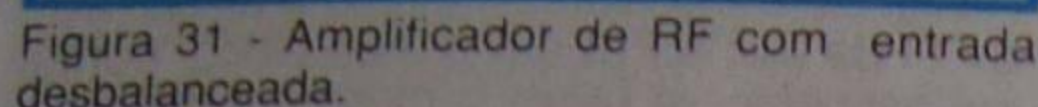



Figura 30 - Amplificador de RF transistorizado.

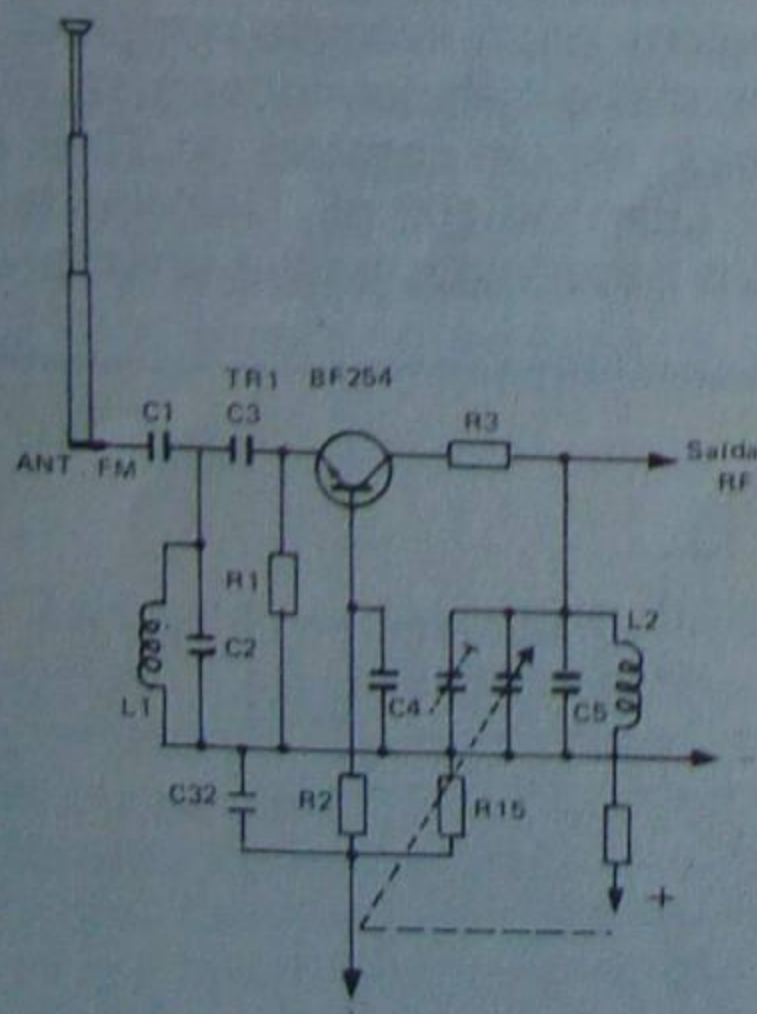
Figura 31 - Amplificador de RF com entrada desbalanceada.

a onda recebida na antena, é convertida na de freqüência intermediária. A função de oscilador e misturador pode ser cumprida por um único transistor, ou por transistores separados, sendo que, no caso, um dos dispositivos trabalha como oscilador e o outro, como misturador.

Tudo o que se afirmou no item anterior sobre os cuidados que se deve tomar na montagem do estágio amplificador de RF vale, com melhores razões, para o circuito oscilador, uma vez que a freqüência deste estágio é mais elevada.

Na **figura 34**, apresentamos um circuito típico de unidade de sintonia transistorizada.

São utilizados dois transistores, sendo que o primeiro é o amplificador de RF e o segundo cumpre as funções de oscilador e misturador. O transistor amplificador de RF é montado na configuração de base comum, configuração essa que dá maior estabilidade e torna fácil o casamento de impedância com a antena, devido à baixa resistência de entrada desse tipo de ligação.

O casamento do circuito de antena com o de entrada é feito pelo transformador formado por L_1-L_2. Esse transformador é não-sintonizado. A base de T_1 está "aterrada" para RF pelo capacitor de 820 pF e a de T_2 pelo de 1 KpF. O circuito sintonizado do amplificador de RF está situado no coletor de T_1, sendo constituído por L_3 e os capacitores em paralelo com a mesma.

A capacitância do circuito-tanque é a soma da capacitância de saída do transistor com uma fixa de 22 pF, o "trimmer" de 1-5 pF e CV_1, que é uma das secções do variável de 3-13 pF. A capacitância relativamente alta, em paralelo com a de saída do transistor, tem por finalidade minimizar o efeito desta última sobre o circuito sintonizado. O sinal de RF é aplicado ao emissor do transistor oscilador-misturador (T_2) juntamente com o sinal do oscilador local gerado pela bobina L_5. Na saída (coletor) de T_2, recolhe-se o sinal de FI na bobina L_6. A polarização das bases (para CC) é a convencional, por divisor de tensão.

O circuito transistorizado apresentado é típico da grande maioria das unidades de sintonia comerciais.

Como se percebe, o circuito apresentado é eletronicamente bastante simples; entretanto, sua realização por montador sem prática em circuitos de RF de alta freqüência nem sempre conduz aos resultados esperados, o que tem desencorajado a maioria dos principiantes, especialmente aqueles que góstam de realizar as montagens propostas nas revistas especializadas. Fazemos esta observação, para que o aluno não se desanime se, por acaso, suas primeiras investidas nesse campo não forem bem sucedidas. Tente de novo quantas vezes forem necessárias para um bom resultado, porém faça tentativas conscientes, ou seja, que considerem as peculiaridades das ondas de altas freqüências com que operam esses aparelhos.

Para evitar os fracassos desencorajadores, os fabricantes de bobinas costumam apresentar os estágios de sintonia de RF e alguns até os estágios de FI devidamente montados e calibrados. Os estágios de sintonia são comumente chamados de **unidade de RF** ou **"tuner"**. Essas unidades são rigorosamente projetadas, construídas e testadas antes de serem lançadas no mercado. Normalmente, são unidades blindadas que têm acessíveis somente os terminais de ligação com os circuitos externos.

3) Amplificador de FI

Os estágios amplificadores de FI são semelhantes aos estudados para os receptores de AM. Diferem apenas na freqüência central da FI e na largura da banda passante.

Do ponto de vista prático, não se deve perder de vista que a freqüência de trabalho é relativamente alta - 10,7 MHz -, o que obriga a que se observem as práticas que preconizamos no início desta aula.

O valor de 10,7 MHz para a freqüência central da FI da recepção das ondas sonoras de radiodifusão em FM foi escolhido e adotado internacionalmente, de maneira que a freqüência-imagem caia sempre fora da faixa de recepção.

A banda passante do estágio amplificador de FI é ampla, adotando-se geralmente 200 KHz a 250 KHz.

Para alcançar a amplificação de FI necessária ao bom funcionamento do detetor, via de regra, o receptor transistorizado apresenta dois ou três estágios de FI. O acoplamento entre estágios é feito preferivelmente por transformador sintonizado - transformador de FI - exatamente como na recepção de AM. A sintonia desses transformadores é efetuada por variação de permeabilidade.

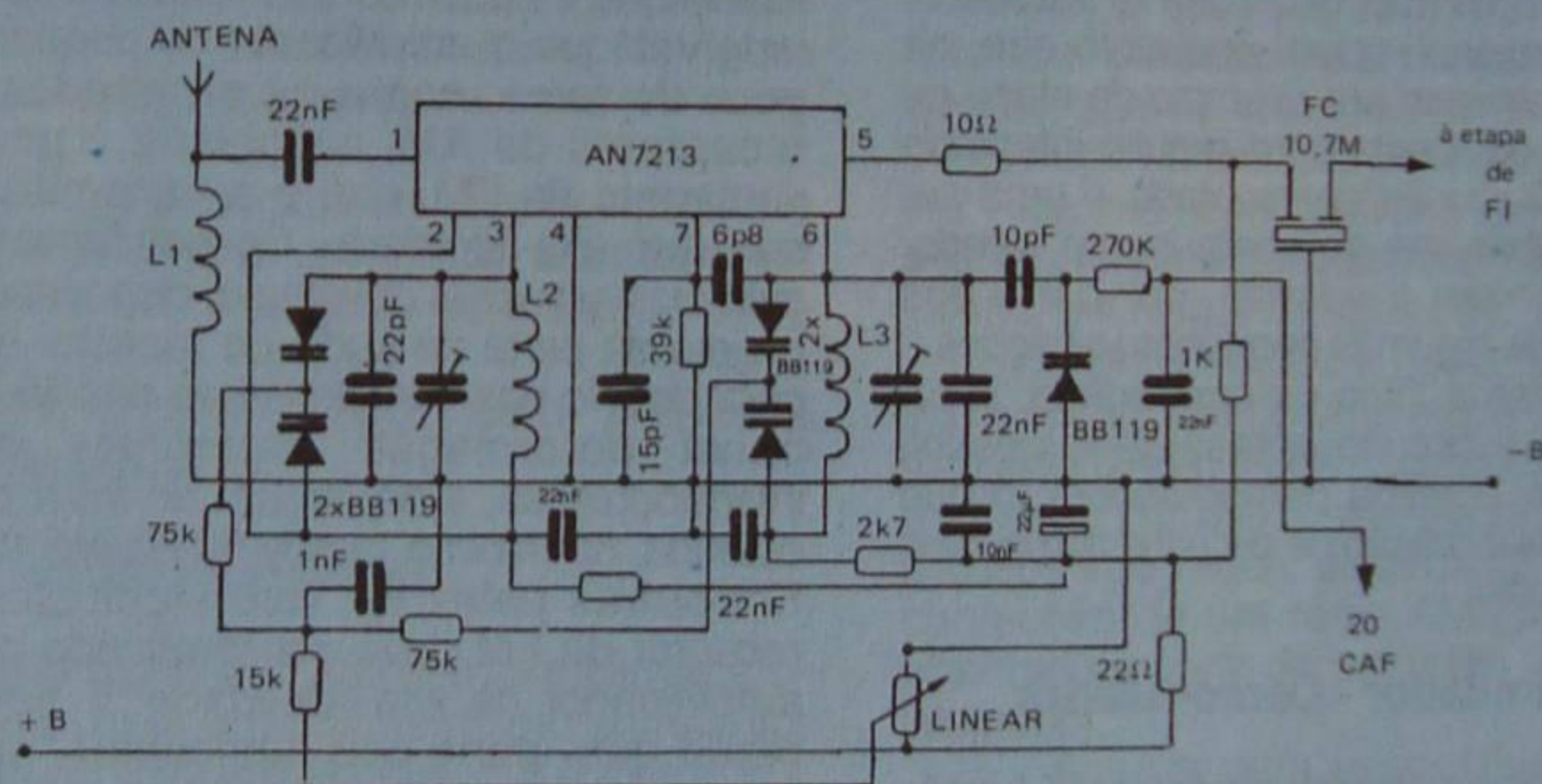



Figura 33 - Etapa de amplificação de RF com um único circuito integrado.

Figura 32 - Antena acoplada capacitivamente.

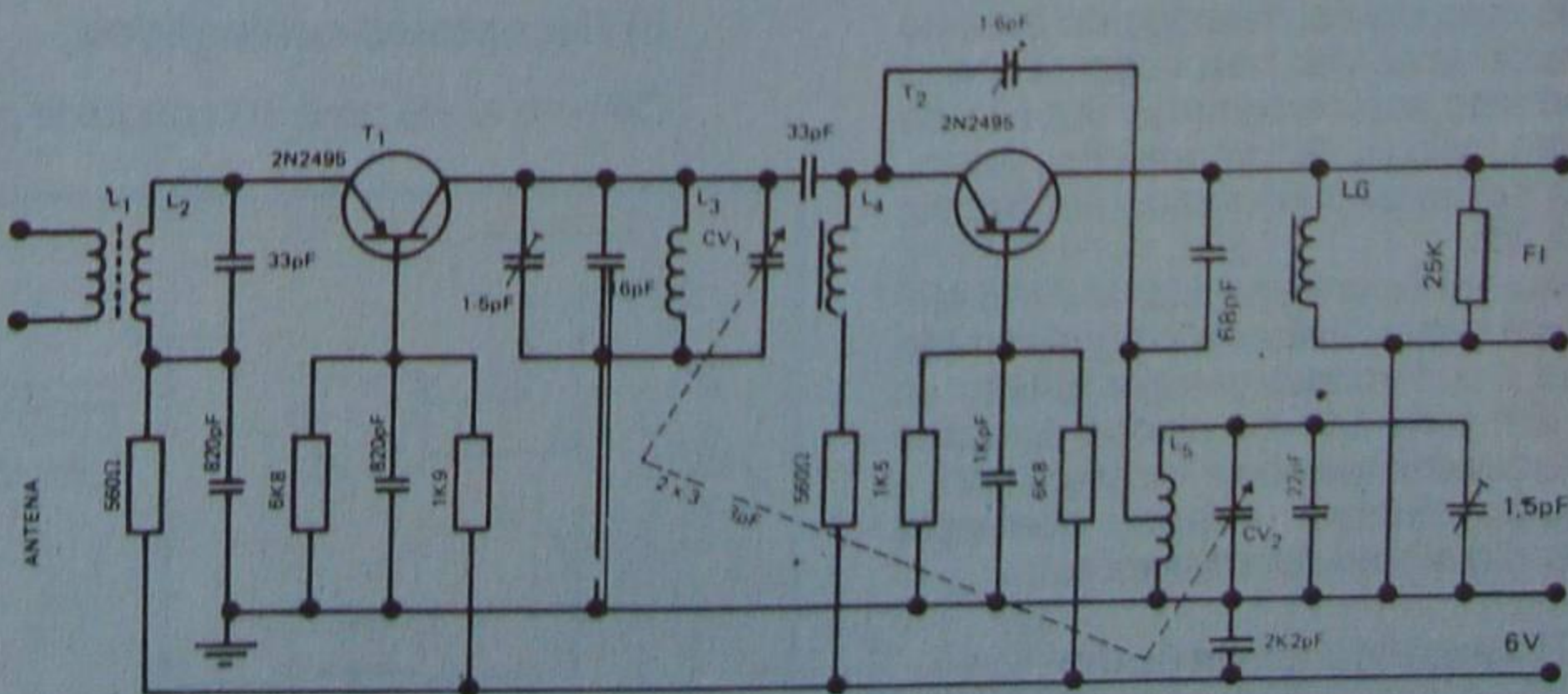



Figura 34 - Unidade de sintonia transistorizada.

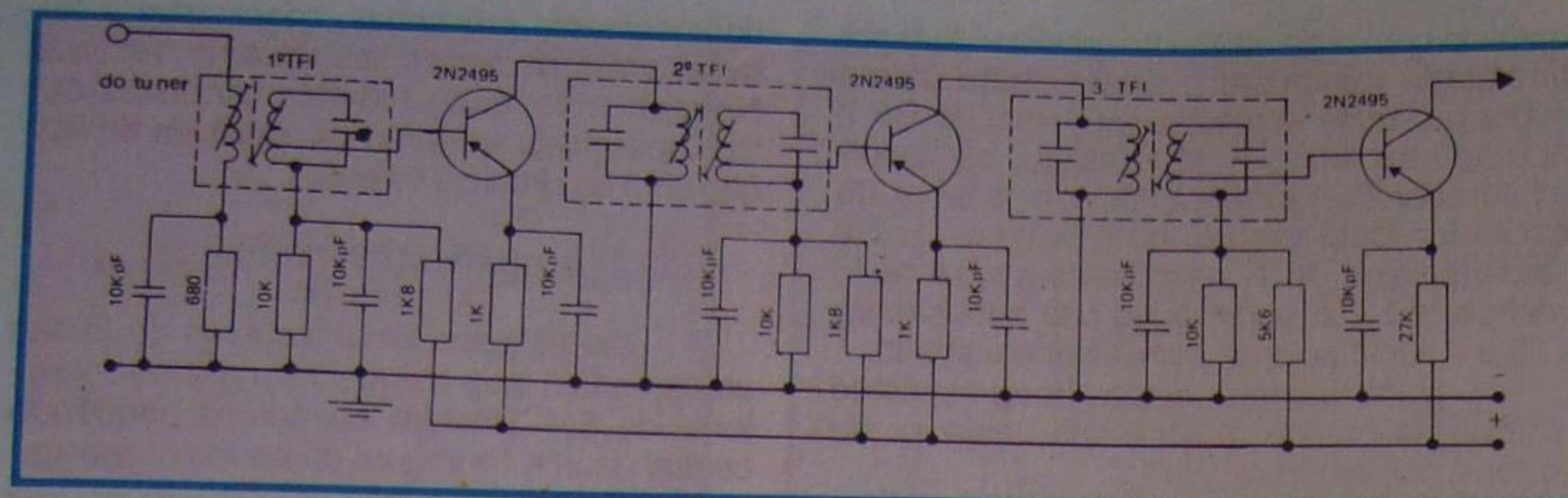



Figura 35 - Amplificador de FI de FM.

que se expôs sobre a transmissão e recepção de FM, não há compatibilidade com a de AM, ou seja, o receptor de AM não recebe FM, e vice-versa. Os receptores comerciais de AM, dotados da faixa de FM, são híbridos, isto é, conjugados que têm em comum exclusivamente o estágio de áudio. A comutação de circuitos para a mudança de sistema de recepção é efetuada através de chave adequada. Na **figura 38**, representamos o diagrama de blocos de um receptor conjugado AM-FM. Nesse desenho representamos o amplificador de FI de AM e FM em um só bloco, porque normalmente se utiliza o mesmo canal de FI

Figura 36 - Amplificador de FI de FM integrado.

Figura 37 - Circuito limitador e detetor.

Na figura 35, apresentamos o esquema de um amplificador de FI de FM transistorizado convencional, típico, enquanto que, na **figura 36** ilustramos um exemplo de etapa de FI para FM, composta com circuito integrado específico. O circuito apresentado é uma sugestão do fabricante do componente, sendo, portanto, comum a adoção, por parte dos projestistas, de algumas pequenas variações.

Apenas a título de curiosidade, informamos que o circuito apresentado possui, internamente, a etapa demoduladora, o que possibilita a elaboração de circuitos compostos e de baixo custo.

4) Limitador - Demodulador

O estágio limitador tem como função eliminar as variações de amplitude decorrentes dos impulsos de ruídos.

O demodulador tem por função transformar as variações de freqüência em variações de amplitude, que serão detetadas normalmente,

Na aula teórica, tratamos do assunto com abundância de detalhes, razão pela qual nesta somente apresentaremos um circuito prático sem maiores esclarecimentos. Assim, é que na **figura 37** mostramos um circuito transistorizado.

Aqui temos um transistor 2N2495 efetuando uma prévia limitação por polarização de coletor e a demodulação por detetor de relação. Em série com os diodos detetores foram intercalados resistores variáveis, com a finalidade de equilibrar possíveis diferenças entre eles, o que produziria distorções.

5) Amplificador de áudio

A amplificação de potência dos receptores de FM é cumprida por amplificadores que devem satisfazer às condições de fidelidade que estudamos nas aulas sobre Hi-Fi, uma vez que o amplificador de pequena largura de faixa, como os projetados para receptores de AM, cancelaria a principal vantagem da FM, que é a transmissão de sons em alta-fidelidade. Conseqüentemente, cuidados especiais devem ser dispensados ao projeto da parte de áudio do receptor de FM, para dotá-lo das características desejáveis de baixa deformação harmônica e por intermodulação, e de largura de faixa que se estenda, no mínimo, desde 50 Hz até 15 KHz. Em outras palavras, isso significa que o receptor de FM deve ser terminado por um amplificador de alta-fidelidade. É por essa razão que parte dos fabricantes, seja de conjuntos para montagens (kits), seja de aparelhos comerciais, apresentam somente o sintonizador de FM, que será adaptado ao conjunto de Hi-Fi já existente ou a ser providenciado. O sintonizador compreende o setor de RF, de FI e o demodulador.

6) Receptores conjugados

Como o aluno pode ter concluído pelo

para os dois tipos de onda, ligando-se em série os transformadores sintonizados de FI. Há esta possibilidade devido à grande diferença entre as freqüências centrais de FI dos dois sistemas. Realmente, como a freqüência intermediária FM é de 10,7 MHz, os enrolamentos do transformador sintonizado tem indutância bastante reduzida, de modo que sua influência sobre a FI de AM (455 KHz), quando o amplificador é atacado pelo sinal de FI de 455 KHz, é desprezível. Por outro lado, quando o amplificador de FI é excitado pelo sinal de 10,7 MHz, a alta indutância dos enrolamentos dos transformadores para 455 KHz age como choque de RF.

Na **figura 39** apresentamos um acoplamento típico entre etapas amplificadoras de FI utilizando dois transformadores em série, sendo um para FM e outro para AM.

Para ficar mais evidente que a influência de um transformador sobre outro é desprezível, vamos a um exemplo numérico. Suponhamos que o transformador para FM seja sintonizado por um capacitor de 27 pF e o de AM por outro de 150 pF. Calculando as indutâncias necessárias para a sintonia, encon-

Figura 38 - Diagrama em blocos de um receptor AM/FM.

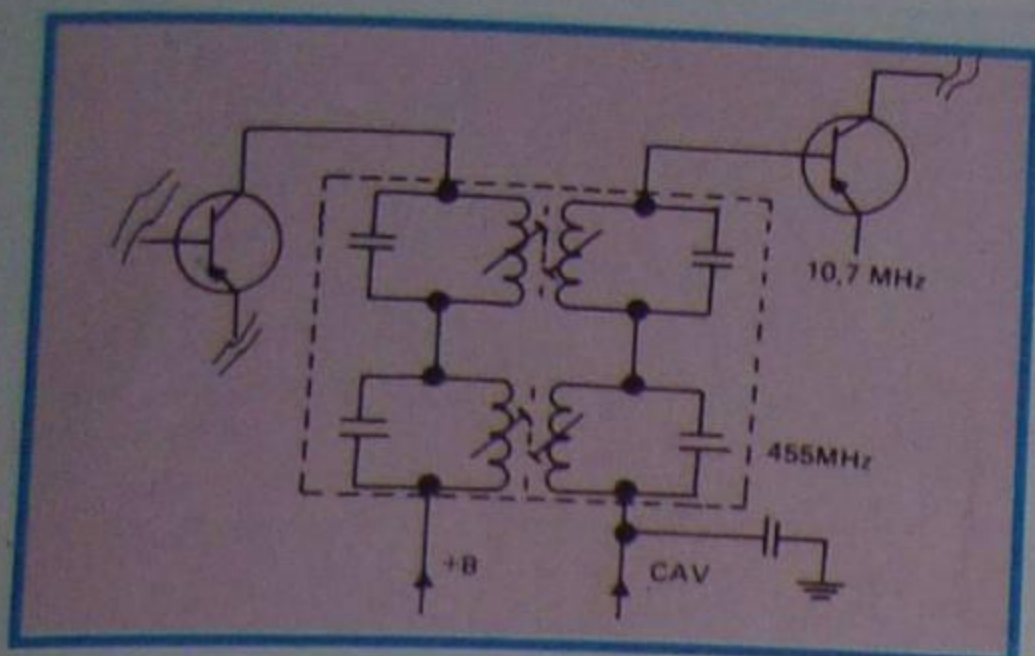



Figura 39 - Acoplamento entre etapas de FI com dois transformadores.

tramos cerca de 8,2 μH para a freqüência de 10,7 MHz e 820 μH para a de 455 KHz. A reatância de 8,2 μH na freqüência de 455 KHz é de 23,42 Ω; a de 820 μH será 100 vezes maior, ou seja, 2.342 Ω. Sendo de 100 o fator de mérito dos transformadores, resulta que, na ressonância do transformador de 455 KHz, o seu enrolamento apresenta resistência dinâmica de 2 342 x 100 = 234 200 Ω contra os 23,42 da resistência (reatância indutiva) do enrolamento de 8,2 μH, isto sem levar em consideração o capacitor de 27 pF que lhe está em paralelo. Como se nota, a influência do enrolamento de 8,2 μH é desprezível.

Na situação inversa, isto é, quando o sinal a ser amplificado for de 10,7 MHz, a reatância do enrolamento de 820 μH será de 55 100 Ω e a do de 8,2 μH será de 551 Ω. A resistência dinâmica para Q = 100 será de 55 100 Ω. Como o enrolamento de 820 μH está ligado entre o de 8,2 μH e a fonte (ou chassi), ele atua como um choque de RF que impõe reatância de 55 100 Ω à freqüência de 10,7 MHz. Entretanto, como em paralelo com essa reatância há o capacitor de 150 pF, a impedância em 10,7 MHz diminui muito. De fato, a reatância capacitiva, na freqüência de FM, será de 99,2 Ω; ela só, portanto, é suficiente para nos mostrar que a influência do enrolamento de FI de AM é insignificante, quando da recepção de FM.

Esse sistema de acoplamento nos receptores combinados não apresenta problemas, quando o receptor tem só duas faixas, ou seja, a de FM e a de ondas médias de AM. Se a unidade de AM deve sintonizar ondas curtas, então a coisa se complica. De fato, quando o oscilador local de AM gerar onda cuja freqüência coincida com os 10,7 MHz - como a necessária para receber a emissora que trabalha em 11,155 MHz, por exemplo - ou seus harmônicos, haverá o perigo de saturar o amplificador de FI, produzindo distorções e diminuindo a sensibilidade. A solução, no caso, é utilizar chave comutadora para as duas FIs, ou então, uma chave que curto-circuite um dos enrolamentos do 1º TFI de 10,7 MHz, quando da recepção de AM.

7) Antenas para recepção de FM

Os sinais de FM, como vimos, são transmitidos na faixa de VHF; conseqüentemente, as antenas receptoras devem ser adequadas a essa banda. Antenas para freqüências elevadas serão discutidas nas aulas de TV; por isso, não alongaremos o assunto nesta aula. Aqui, apenas indicaremos tipos de antena mais utilizados na recepção de FM, que são:

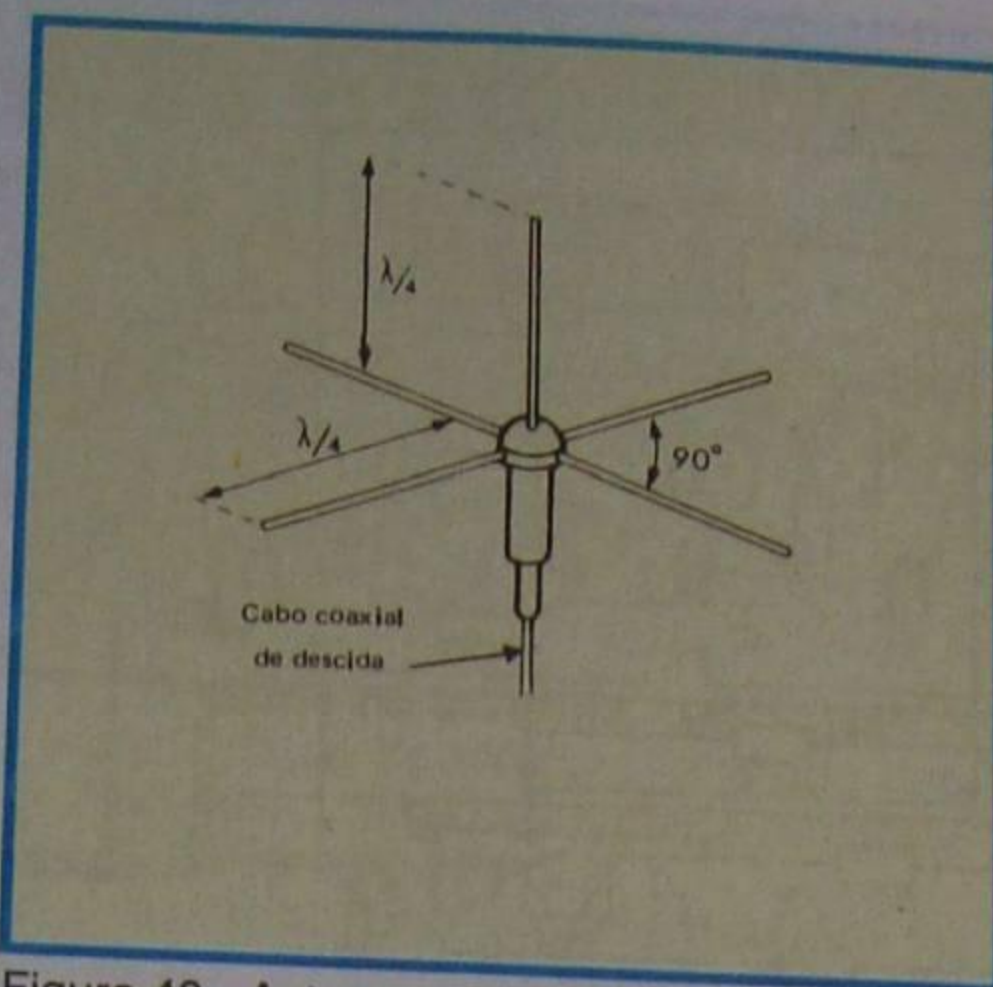



Figura 40 - Antena vertical unifilar.

a) Vertical unifilar

Esse tipo (não usado na recepção de TV) consta de uma barra vertical de dimensão igual a 1/4 do comprimento de onda da metade da faixa de FM, e de 4 barras horizontais, fazendo ângulo reto, com comprimentos também iguais a 1/4 do comprimento de onda, formando um terra artificial. A impedância de saída dessa antena é de 75 Ω, que deverá ser casada com a de entrada do receptor. Na **figura 40**, apresentamos o aspecto da antena.

b) Dipolo simples

O dipolo simples consta de dois braços de 1/4 de onda cada um, geralmente construído com tubos de alumínio. Na **figura 41** mostramos o aspecto de um dipolo simples.

A impedância do dipolo simples é também de 75Ω, o que exigirá adaptador, se a impedância de entrada do receptor for de 300 Ω.

A antena do tipo dipolo simples é bastante direcional.

c) Dipolo dobrado

O dipolo dobrado tem as mesmas propriedades que o dipolo simples; entretanto, tem ganho ligeiramente maior. É formado por um dipolo simples, fechado nas extremidades. A impedância do dipolo dobrado é de 300 Ω; por isso, ela pode ser ligada diretamente à entrada de 300 Ω do receptor, através da

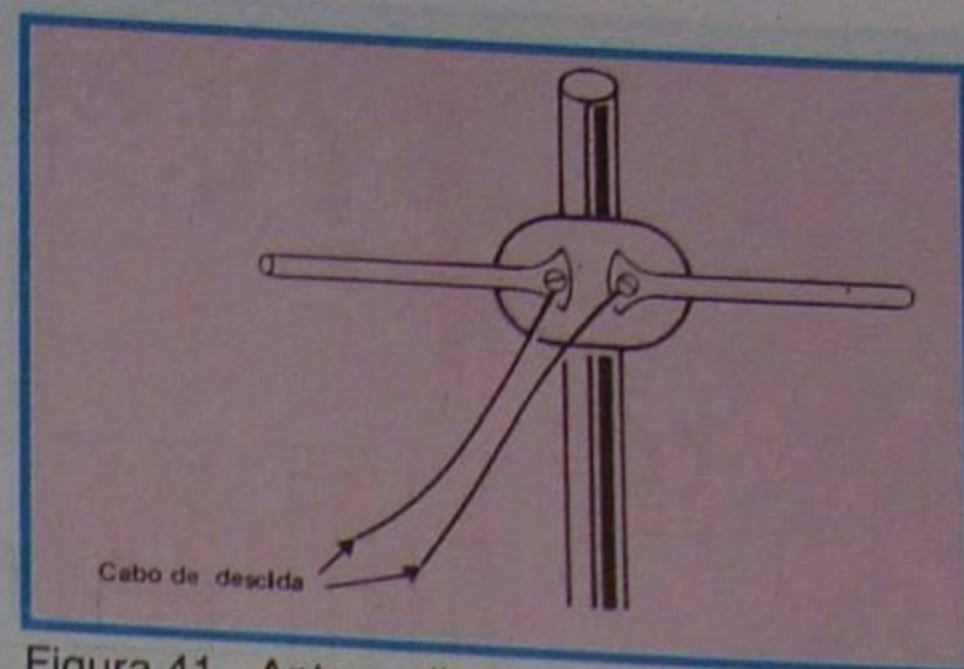



Figura 41 - Antena dipolo simples.

linha de transmissão paralela de 300 Ω, conhecida como fio de antena.

d) Outros tipos

Como afirmamos linhas atrás, a antena para o receptor de FM é semelhante a do receptor de TV, podendo ser usado qualquer dos tipos que estudaremos no curso de televisão, desde que suas dimensões sejam adaptadas ao comprimento de onda a ser recebido.

Esclarecemos ainda que o sistema de polarização adotado no Brasil é o horizontal; portanto, as antenas de recepção deverão ser horizontais como as de TV.

Para finalizar esta lição prática, mostramos ao aluno um circuito de receptor de FM transistorizado, completo, na **figura 42**. Ela mostra um receptor comercial, portátil, da marca Hitachi; para a recepção da faixa de ondas médias de AM e da faixa de FM.

Além deste circuito, mostramos, na **figura 43**, a qual segue em encarte neste fascículo, o circuito de um receptor integrado que faz uso do componente de código TDA 1083, muito empregado por inúmeros fabricantes. Para que seja possível a compreensão de seu funcionamento, ilustramos o seu circuito interno, em blocos na **figura 44.**

Como se pode notar, o circuito da figura 43 faz uso de uma etapa de RF de FM transistorizada. Porém, devido à constante evolução no processo de fabricação de circuitos integrados, atualmente é possível a confecção de um rádio AM/FM totalmente elaborado a partir de um único "chip" (circuito integrado).

Apenas para exemplificar o exposto, ilustramos, na **figura 45** (vide encarte anexo), um circuito elaborado à partir do CXA-1019M, cujo diagrama em blocos interno a este CI pode ser visto na mesma figura.

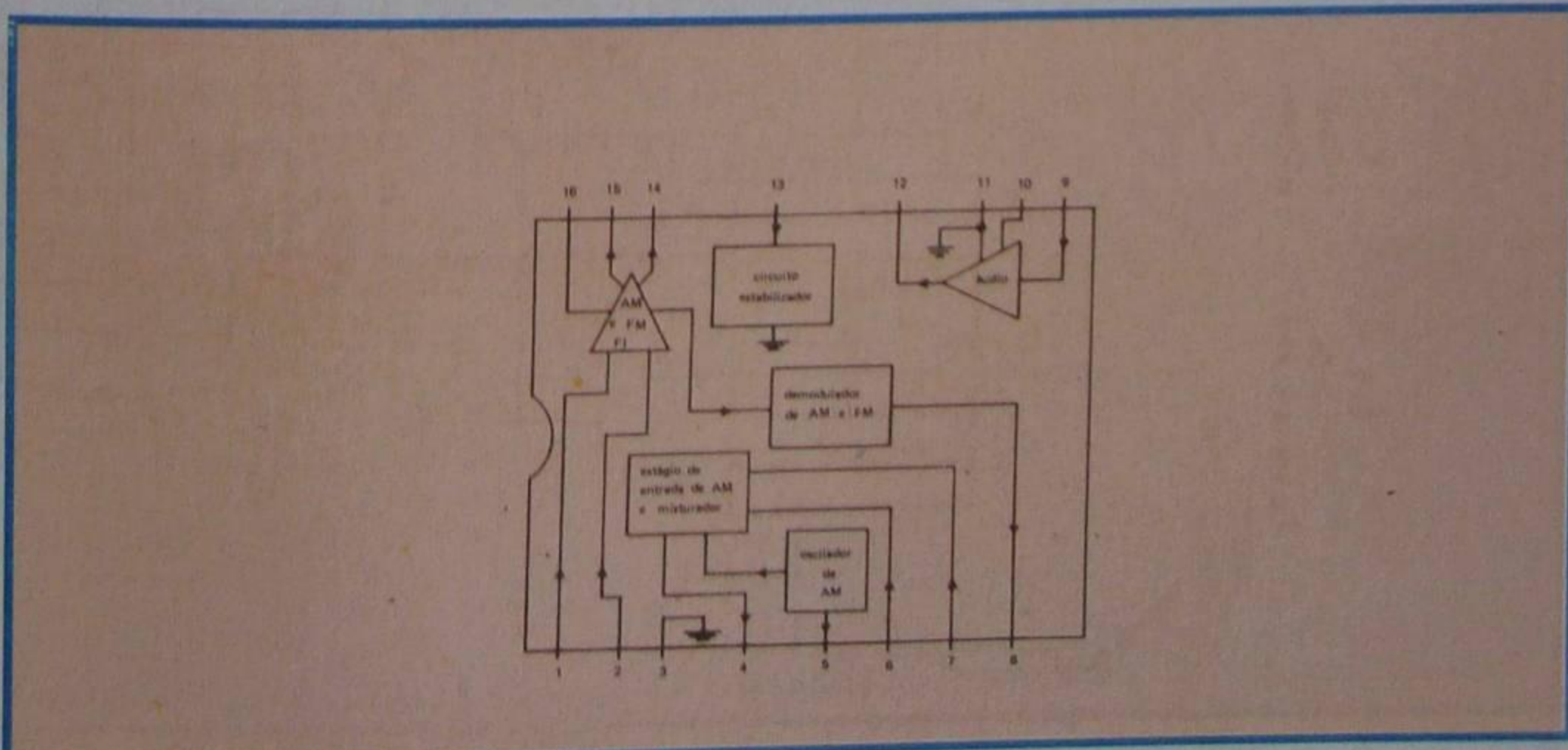



Figura 44 -Diagrama em blocos interno ao TDA1083.

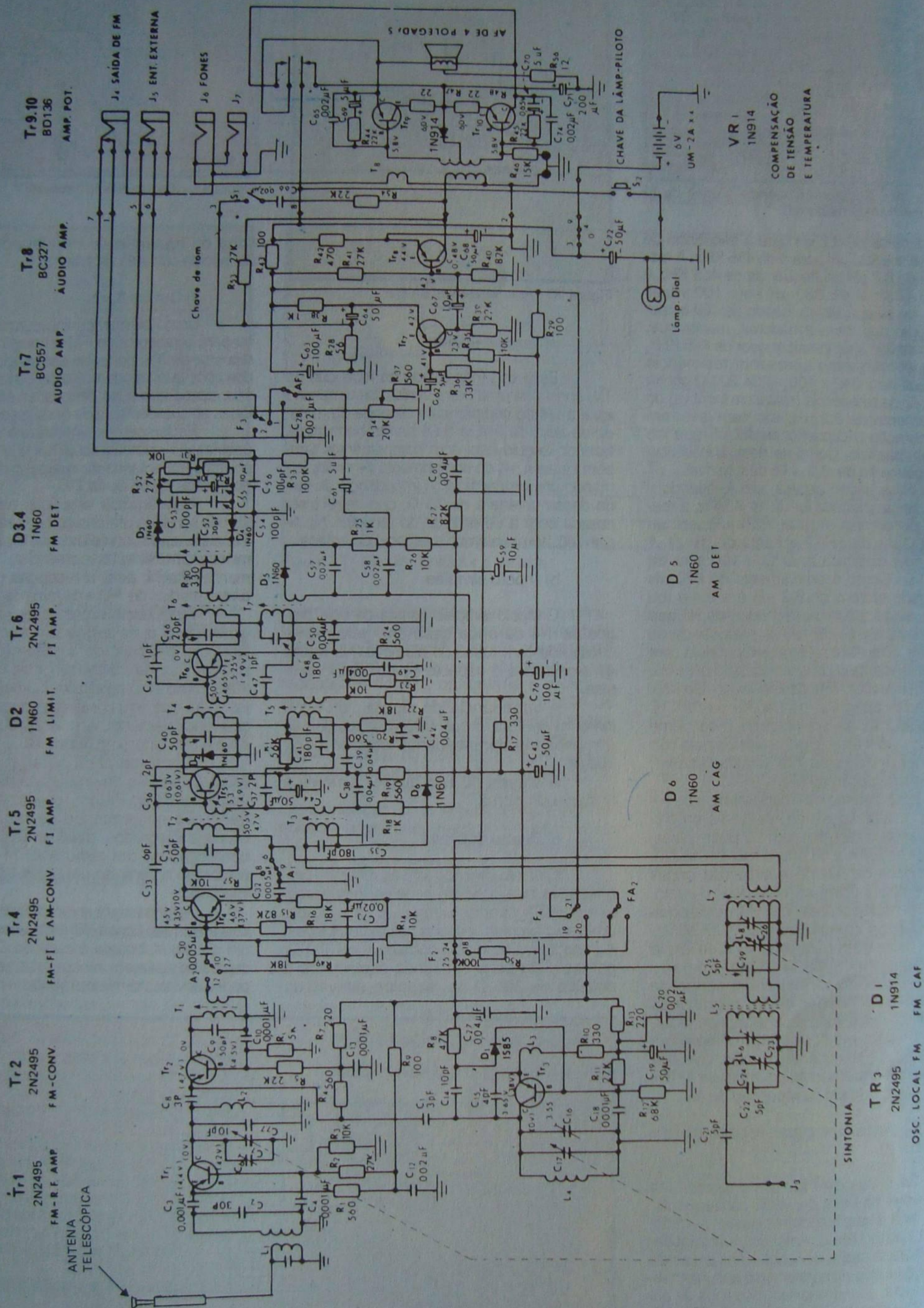



Figura 42 - Circuito de um receptor AM/FM transistorizado.

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO-TV
20ª LIÇÃO ESPECIAL
INSTRUMENTOS DE LABORATÓRIO

Osciloscópio

Introdução

Apresentaremos ao aluno, nas páginas seguintes, um dos instrumentos de maior versatilidade com que se pode dotar um laboratório. Trata-se do **osciloscópio de raios catódicos** ou, simplesmente, **osciloscópio**. Sua principal função é mostrar a forma de onda de um sinal; entretanto, com ele se podem efetuar medidas de quase todas as grandezas elétricas. Seu uso é imprescindível na calibração de receptores de TV ou FM com o gerador de varredura.

O gerador de áudio perderá quase toda a utilidade na pesquisa de defeitos nos amplificadores de Hi-Fi, se não for usado concomitantemente ao osciloscópio.

São tão grandes os serviços que pode prestar o osciloscópio que ele não deve faltar em nenhum laboratório de eletrônica.

A única restrição que se pode fazer ao osciloscópio é, lamentavelmente, seu elevado custo, fator este que desencoraja o técnico principiante. A montagem caseira de um osciloscópio modesto não é difícil e esbarra apenas com dificuldade de ordem mecânica (chassi, caixa, etc.); entretanto, a economia que se faz em relação ao osciloscópio comercial não é tão grande que justifique o trabalho.

Nas linhas que se seguem, procuraremos expor ao aluno o princípio de funcionamento de um osciloscópio simples: mostraremos algumas das suas utilizações e daremos orientação sobre suas principais características, as quais servirão para que o aluno decida sobre o instrumento que melhor preencha suas necessidades, em caso de aquisição.

I - Princípio de funcionamento

O funcionamento do osciloscópio de raios catódicos se fundamenta naquele do **tubo de raios catódicos** que passaremos a expor.

O tubo de raios catódicos consta de um bulbo de vidro de forma cônica, cuja base redonda ou retangular, é recoberta por uma substância que tem a prioridade de emitir luz, quando atingida por um feixe de elétrons. A esta base dá-se o nome de **tela** e à substância luminescente, **fósforo**.

Para atirar os elétrons contra a tela, é colocada uma válvula no vértice do cone. A essa válvula dá-se o nome de **canhão**.

O canhão consta de:

1) **filamento** que, como no caso geral, aquece o cátodo para facilitar o desprendimento de elétrons.

2) **cátodo**, que é o eletrodo que liberta os elétrons.

3) **grade de controle**, cuja função é controlar o fluxo de elétrons. A grade dos tubos de raios catódicos também recebe o nome de **cilindro de Wehnelt**.

4) **ânodo de concentração ou focalização**, que atua como lente eletrostática, focalizando o feixe de elétrons.

5) **ânodo acelerador**, que, como sugere o nome, tem por função acelerar, ou seja, aumentar a velocidade do feixe de elétrons, para que ele se choque com a tela.

6) **sistema de deflexão**, que veremos com maiores detalhes.

Se o canhão possuir somente os eletrodos que citamos até aqui, o feixe de elétrons formará unicamente um ponto luminoso na tela. Como desejamos projetar figuras (como as formas de onda, por exemplo), segue-se que necessitamos movimentar o feixe em todas as direções do plano da tela. A esse movimento dá-se o nome de **deflexão**. Como o feixe de elétrons é uma corrente elétrica, ele pode ser desviado tanto pela aplicação de um campo eletrostático como pela aplicação de um campo magnético. No primeiro caso, diz-se que a deflexão é **eletrostática** e, no segundo, **eletromagnética**.

A deflexão eletrostática é conseguida fazendo-se o feixe de elétrons passar entre placas eletrificadas. Se o feixe passar entre placas horizontais, sofrerá deslocamento no sentido **vertical**. Se as placas forem verticais, o movimento se processará no sentido **horizontal**.

A deflexão eletromagnética é provocada por campos magnéticos produzidos pela passagem de corrente através de um jogo de bobinas. Também aqui as bobinas horizontais produzem deslocamento vertical do feixe de elétrons e as verticais, deslocamento horizontal.

Nos osciloscópios, emprega-se exclusivamente **deflexão eletrostática,** isto porque as bobinas necessárias à deflexão eletromagnética têm indutância, capacitância e resistência que modificam a forma de onda da corrente aplicada a elas. A deflexão eletromagnética é usada em televisão, onde tanto a forma de onda como a freqüência da corrente que passa pelas bobinas são constantes e de valor bem definido.

Na **figura 1**, representamos um tubo de raios catódicos de deflexão eletrostática utilizado em osciloscópio.

1º) Formação da imagem

Quando não se aplica sinal, ou seja, tensão a nenhuma das placas de deflexão o feixe de elétrons choca-se com o centro da tela, desde que a estrutura do tubo seja simétrica, formando um ponto luminoso.

Admitamos que se aplique tensão positiva à placa de desvio vertical superior e, conseqüentemente, negativa à placa vertical inferior. Nesta situação, o feixe de elétrons desloca-se **para cima**, uma vez que os elétrons, sendo carga negativa, são atraídos

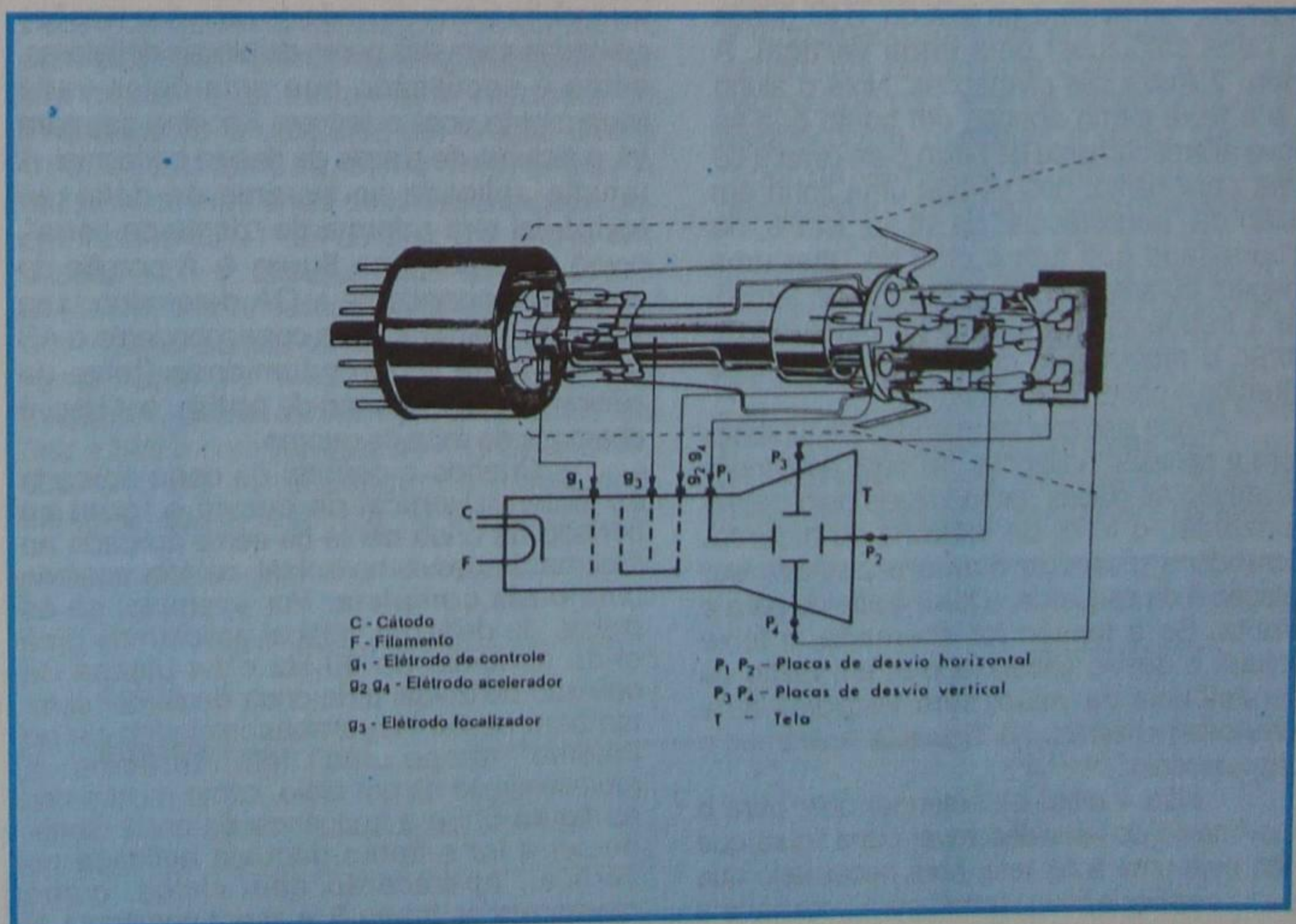



Figura1 - Tubo de deflexão eletrostática.

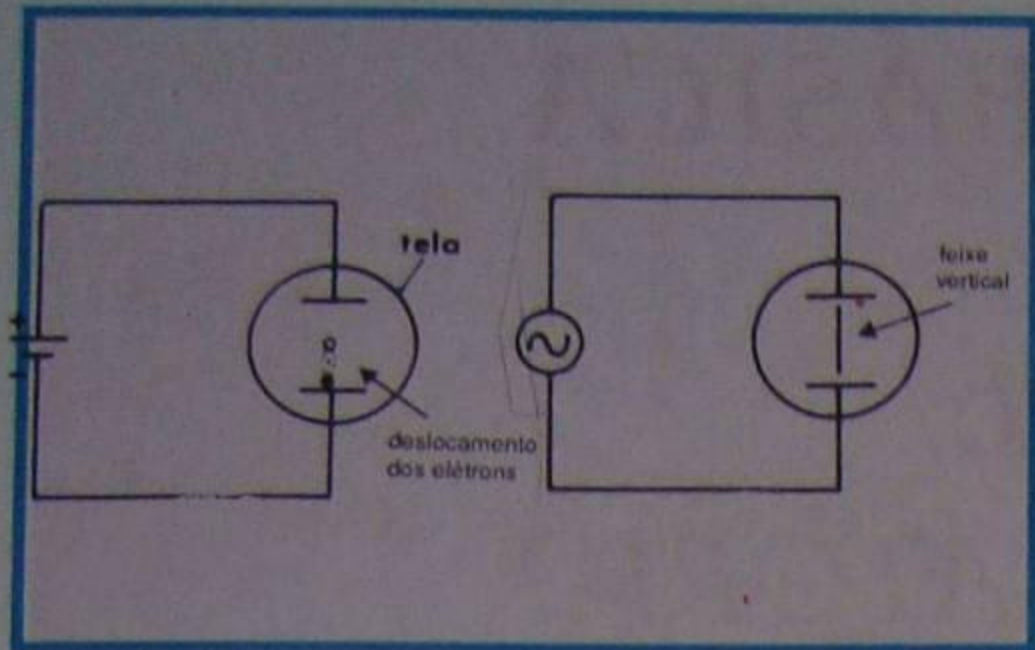



Figura 2 - Deslocamento vertical.

Figura 5 - Representaçãode um ciclo (período).

Figura 7 - Representação de inúmeros ciclos, onde não se distingue a forma de onda.

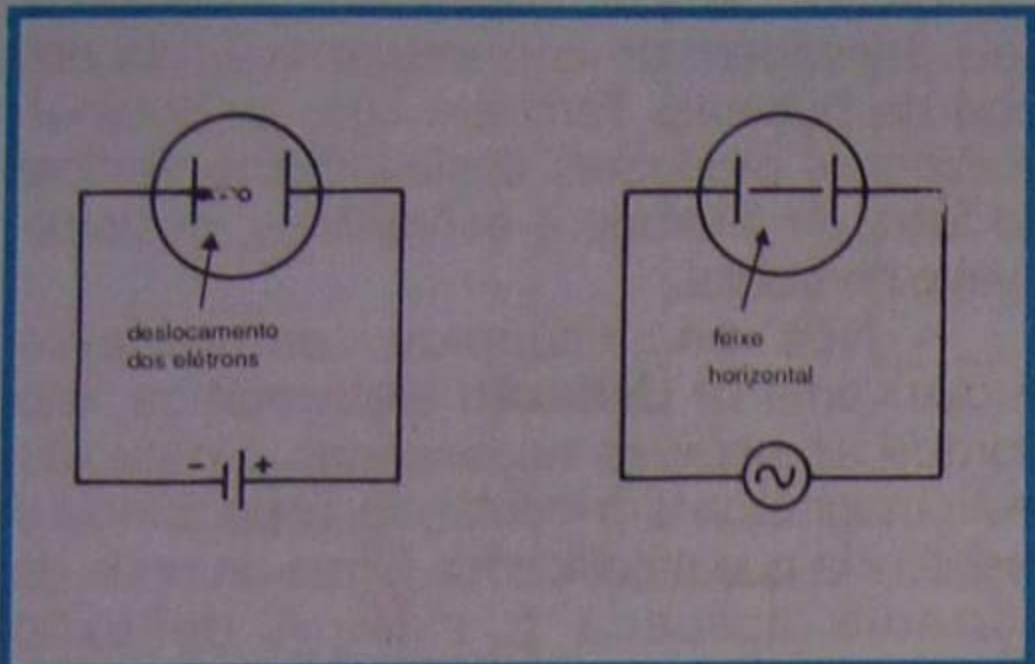



Figura 3 - Deslocamento horizontal.

Figura 6 - Representação de dois ciclos.

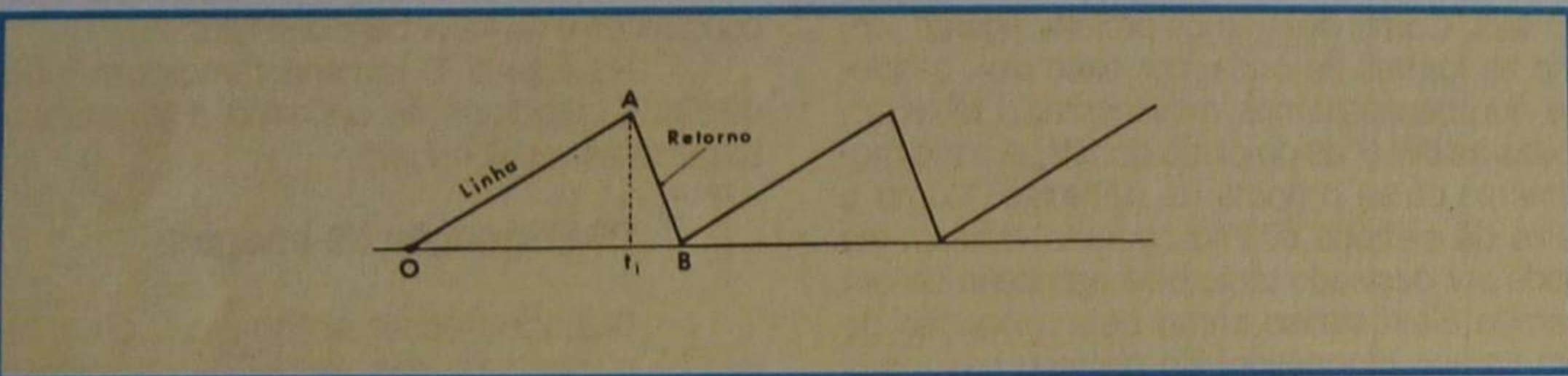



Figura 4 - Dente de serra.

pelas positivas e repelidos **pelas negativas**.

Invertendo-se a polarização, o feixe de elétrons, evidentemente, será atraído para baixo.

Se aplicarmos às placas de desvio vertical um sinal alternado, isto é, que faça as polaridades trocarem de sinal em determinada cadência, formar-se-á na tela do TRC (tubos de raios catódicos) uma **linha vertical**. A **figura 2** ilustra tais afirmações. Note o aluno que o feixe forma apenas um ponto que se move alternadamente de baixo para cima e de cima para baixo; nós vemos uma linha em razão da "persistência" da visão, isto é, da propriedade que tem o olho de reter uma imagem durante um breve espaço de tempo. Se a freqüência da tensão for muito baixa, então o movimento do feixe será lento e veremos o ponto deslocando-se.

Tudo isso que afirmamos vale também para a deflexão horizontal, ou seja, aplicando-se tensão às placas responsáveis pelo desvio horizontal, o feixe de elétrons se moverá. Quando a placa da direita é positiva em relação à da esquerda, o feixe é atraído para a direita. Se a tensão for alternada, o feixe sofrerá o desvio cadenciado e, em razão da persistência da visão, será vistauma linha luminosa horizontal. Na **figura 3**, ilustramos o caso descrito.

Não é difícil de entender que, para o movimento do feixe descrever outra figura que não seja uma linha reta, será necessário que se apliquem tensões variáveis simultaneamente nos dois conjuntos de placas defletoras. Nestas circunstâncias, o movimento do feixe é resultante da composição de dois movimentos: **um devido à deflexão vertical e outro à horizontal**. De acordo com o tipo de tensão aplicado a cada par de placas defletoras, resultará uma figura diferente na tela. Como o nosso interesse é de que a figura mostrada na tela represente a verdadeira forma de onda de uma das tensões aplicadas a um dos pares de placas defletoras, então é necessário que uma delas varie linearmente com o tempo. Escolhe-se, para tal, o sistema de placas de desvio horizontal. A tensão aplicada ao sistema de deflexão horizontal tem a forma de "dente-de-serra", como mostramos na **figura 4**. A porção do traço correspondente a OA determina uma "linha" ou "varredura" e a correspondente a AB faz com que o ponto luminoso (feixe de elétrons) volte à posição de partida; por isso, é chamada de linha de retorno.

Quando o período da onda aplicada ao sistema vertical de desvio **é igual** ao período da onda dente-de-serra aplicada ao sistema de desvio horizontal, na tela aparece uma **onda completa**. Por exemplo, se às placas de deflexão vertical aplicarmos uma onda senoidal de 60 Hz e às placas de deflexão horizontal uma onda dente-de- serra também de 60 Hz, ambas iniciando-se ao mesmo tempo, na tela teremos a representação de um **ciclo**, como mostramos na **figura 5**. Se a freqüência da onda dente-de-serra for o dobro daquela aplicada no vertical, aparecerão dois ciclos, como mostramos na **figura 6**, e assim por diante. É fácil entender que, se a freqüência do dente-de-serra for muitas vezes maior do que a da onda aplicada ao sistema vertical, na tela aparecerá apenas uma faixa borrada, onde não se distingue mais a forma de onda, como se mostra na **figura 7**. Por esse motivo os osciloscópios são dotados de um dispositivo que permite variar a freqüência horizontal, chamada **seletor de varredura**.

Conclui-se do exposto que, para a observação da forma de onda através de um tubo de raios catódicos, basta que tenhamos o tubo convenientemente alimentado e o gerador de varredura para a produção da onda dente-de-serra a ser aplicada na deflexão horizontal. Na teoria isto é verdade; entretanto, na prática, são necessários circuitos auxiliares que cumpram determinadas funções, tais como: amplificar os sinais, para que tenham níveis compatíveis com os exigidos pelos eletrodos do TRC; sincronizar os sinais, isto é, obrigar a que tanto o sinal vertical como o horizontal se iniciem no mesmo instante, para que a imagem permaneça estacionária na tela; apagar o retorno, isto é, desviar o feixe para região não visível na tela, enquanto a onda dente-de-serra retorna ao ponto de partida; focalizar o feixe, ou seja, produzir imagem com linha bem nítida, etc. Por apresentarem estes requisitos e muitos outros, o custo dos bons osciloscópios é relativamente alto.

2º) Descrição de um osciloscópio

Na **figura 8**, mostramos o diagrama de blocos de um osciloscópio típico, desses utilizados nos laboratórios de rádio e TV. Trata-se de um diagrama básico, ou seja, sem sofisticação, possuindo exclusivamente os circuitos indispensáveis que passamos a descrever:

a) Estágio vertical

O estágio vertical consta do circuito de entrada, compreendendo um atenuador compensado, e do amplificador vertical. A este estágio será aplicado o sinal cuja forma de onda, ou outra característica elétrica (tensão, por exemplo), se deseja verificar. Como a informação a ser transmitida às placas de deflexão vertical deve ser a mais fiel possível, cuidados especiais devem ser tomados no projeto do estágio vertical do osciloscópio. Diga-se de passagem que o primeiro julgamento que o técnico deve fazer, quando da aquisição de um osciloscópio, deverá ser sobre as características do canal vertical. Destas as duas mais importantes para as aplicações triviais são: sensibilidade e resposta de freqüência.

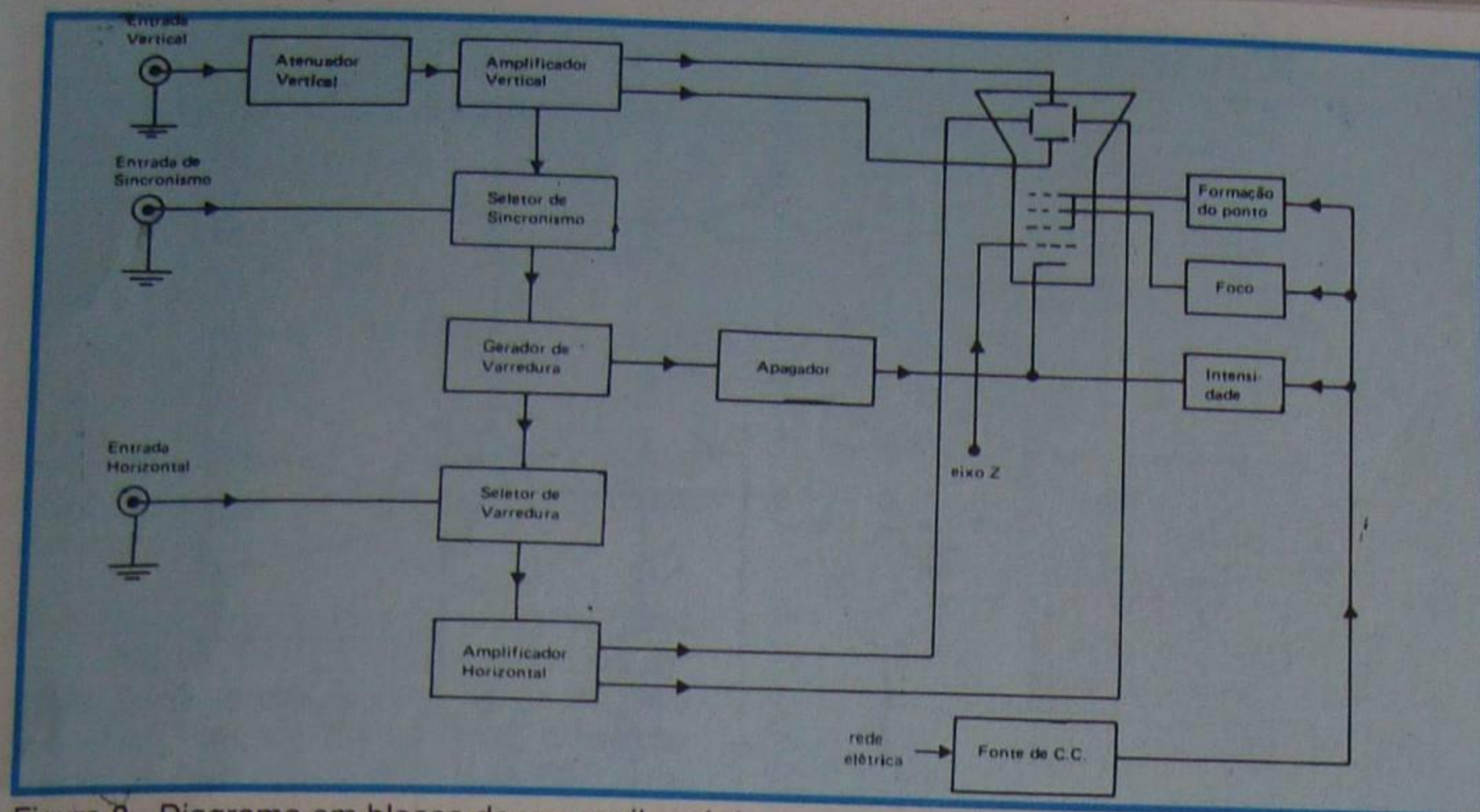



Figura 8 - Diagrama em blocos de um osciloscópio.

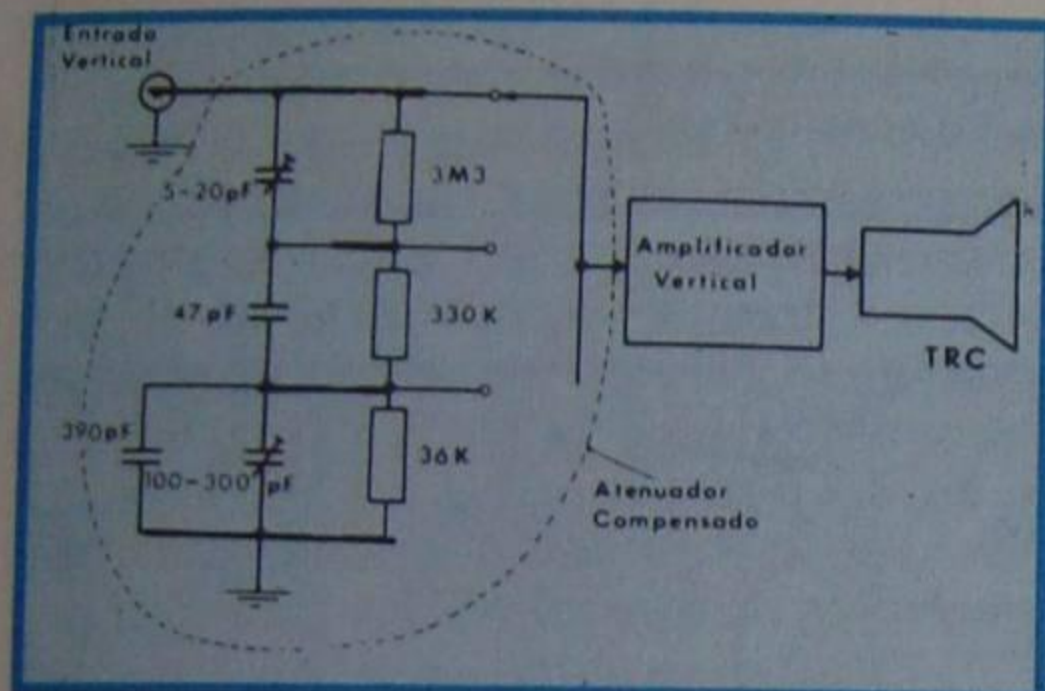



Figura 9 - Atenuador de um osciloscópio comercial.

Por sensibilidade do canal vertical (estamos chamando de canal o conjunto de circuitos, desde a entrada do sinal até o tubo de raios catódicos) entende-se a tensão necessária para provocar uma determinada deflexão do feixe na tela do TRC. Essa sensibilidade é medida em unidades de tensão, por unidade de comprimento. Nos osciloscópios de procedência estrangeira, a sensibilidade costuma ser indicada em volts por polegada. Em nosso país, dada a obrigatoriedade do uso do sistema métrico, a indicação deve ser em volts (ou submúltiplos do volt) por centímetro.

Um valor de sensibilidade bastante comum nos osciloscópios, para trabalhos em rádio e TV, é de 0,025 volt por polegada, que corresponde a 0,025V/2,5 cm, ou 10mV/cm. Para que não haja dúvidas sobre a indicação de sensibilidade, é necessário especificar se a tensão é eficaz ou pico-a-pico, bem como a freqüência para a qual a indicação é válida.

Quanto maior a sensibilidade do canal, melhor é o osciloscópio e, conseqüentemente, mais caro.

Nos aparelhos de baixo custo, costuma-se aumentar a sensibilidade montando-se um estágio amplificador separado, geralmente incorporado a uma ponta de prova. Essa ponta de prova costuma ser designada por **ponta de prova de alto ganho.**

Muitas vezes, é necessário introduzir na entrada do canal tensões cujo valor é muito elevado para a sua sensibilidade e, conseqüentemente produz deformação da forma de onda em razão da saturação do estágio amplificador. Evita-se o inconveniente dotando-se a entrada de rede atenuadoras. Essas redes são compostas de divisores de tensão, analogamente ao que estudamos.

No caso do osciloscópio, entretanto, a capacitância parasita dos contatos da chave do atenuador pode alterar a impedância a partir de determinadas freqüências, desequilibrando o divisor em cada posição da chave. Contorna-se o problema compensando o efeito dessas capacitâncias através de "trimmers" adequados. Diz-se, então que o atenuador é compensado. O mesmo fenômeno acontece quando se substitui o cabo simples por outro blindado (coaxial). Também aqui é necessário compensar a capacitância introduzida. Na **figura 9** mostramos um atenuador típico de um osciloscópio comercial e,na **figura 10**, o circuito de uma ponta atenuadora dotada de cabo coaxial. Os capacitores semi-variáveis ("trimmers") servem para o ajuste individual da compensação.

A resposta de freqüência do canal vertical corresponde à faixa de freqüência dentro da qual a amplificação é linear, isto é, sem distorção. Como nos amplificadores, de um modo geral, indica-se a resposta de freqüência do osciloscópio em relação a uma freqüência tomada como referência. A resposta de freqüência de um osciloscópio por exemplo é de ±1 dB de 8Hz a 2,5MHz em relação a 1KHz. Isto quer dizer que em 8Hz e em 2,5MHz a amplitude varia cerca de 12% em relação àquela tomada como referência (amplitude de 1 KHz). A resposta de freqüência desse osciloscópio se estende de 3Hz a 5MHz com variação de +1,5 dB a -5 dB. Como -5 dB correspondem a 0,562, isto significa que a resposta de freqüência no extremo de 5MHz cai cerca de 44% do seu valor em relação a 1 KHz.

O aumento da resposta de freqüência implica complicações no circuito e, conseqüentemente, aumento do custo.

Se o canal vertical deve responder a freqüências extremamente baixas ou nulas (corrente contínua), o acoplamento entre estágios deve ser do tipo direto. Os transistores se prestam facilmente a esse tipo de acoplamento.

Se a resposta de freqüência deve ser estendida ao domínio das freqüências elevadas (acima de 5MHz, no caso), há necessidade de compensar o efeito das capacitâncias intereletródicas dos dispositivos amplificadores (transistores) e parasitas do circuito. Em tal caso, é prática corrente a utilização de bobinas compensadoras (aguçadoras) no canal vertical, exatamente como é feito para aumentar o alcance de freqüência do amplificador de vídeo, nos receptores de TV, como estudaremos futuramente.

b) Estágio horizontal

Como vimos, para que o feixe de elétrons se movimente no sentido horizontal, e volte à posição de partida, é necessário aplicar ao par de placas de deflexão horizontal uma tensão de forma de onda do tipo triangular ou "dente-de-serra". Essa tensão é produzida por um gerador de impulsos e previamente amplificada, para então ser aplicada às placas de deflexão do TRC.

O canal horizontal de um osciloscópio engloba, basicamente, o gerador de impulsos (também chamado de **gerador de varredura**) e o **amplificador horizontal**.

1) Gerador de varredura

O gerador de varredura horizontal, também chamado de gerador **de base de tempo**, tem por função produzir a tensão dente-de-serra que será aplicada às placas de deflexão horizontal. Como gerador de varredura, podem-se usar circuitos com oscilador de bloqueio ou multivibrador. O oscilador de bloqueio é empregado somente em casos especiais, sendo que dificilmente o aluno encontrará osciloscópio cuja base de tempo funcione sob esse princípio. Segue-se, portanto, que o gerador de varredura de emprego mais generalizado é o conhecido como multivibrador.

Basicamente, o multivibrador é um amplificador de dois estágios acoplados a resistência-capacidade e tendo um retomo do sinal da saída para a entrada, ou seja, é um amplificador com realimentação positiva. Seu circuito típico é aquele que mostramos na **figura 11**. Como estudaremos nas lições de TV, existem três tipos básicos de multivibradores, denominados: astável, monoestável e biestável.

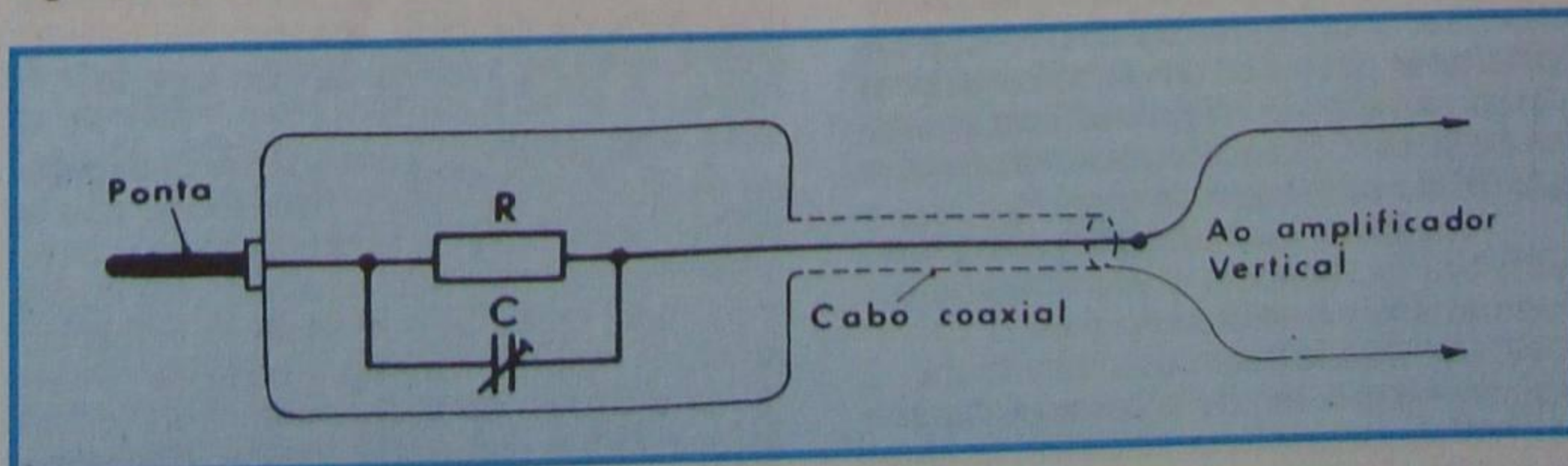



Figura 10 - Ponta de prova atenuadora.

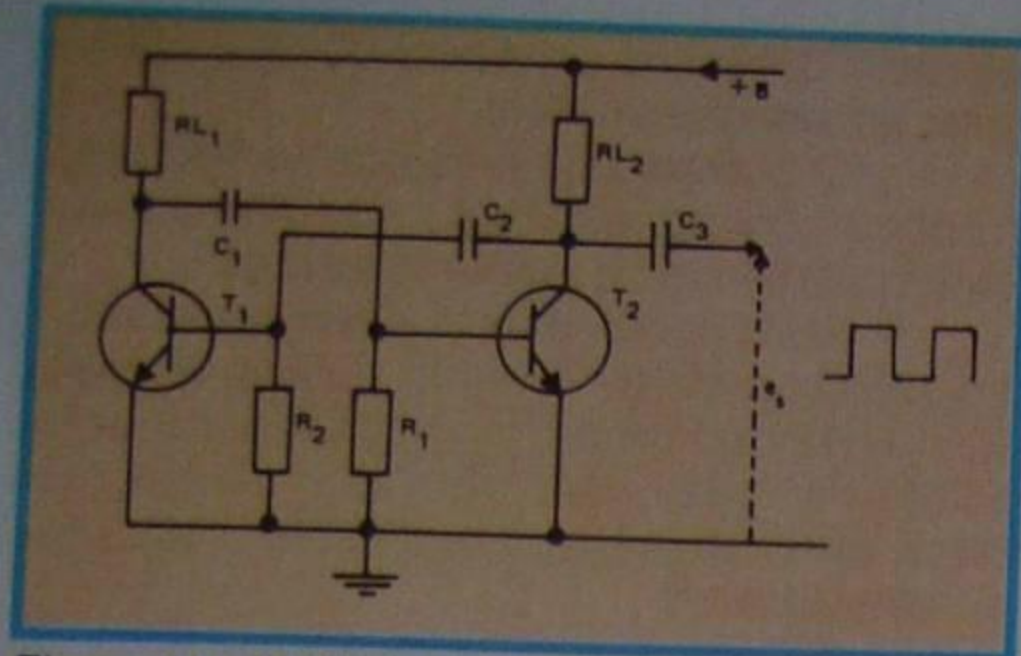



Figura 11 - Multivibrador.

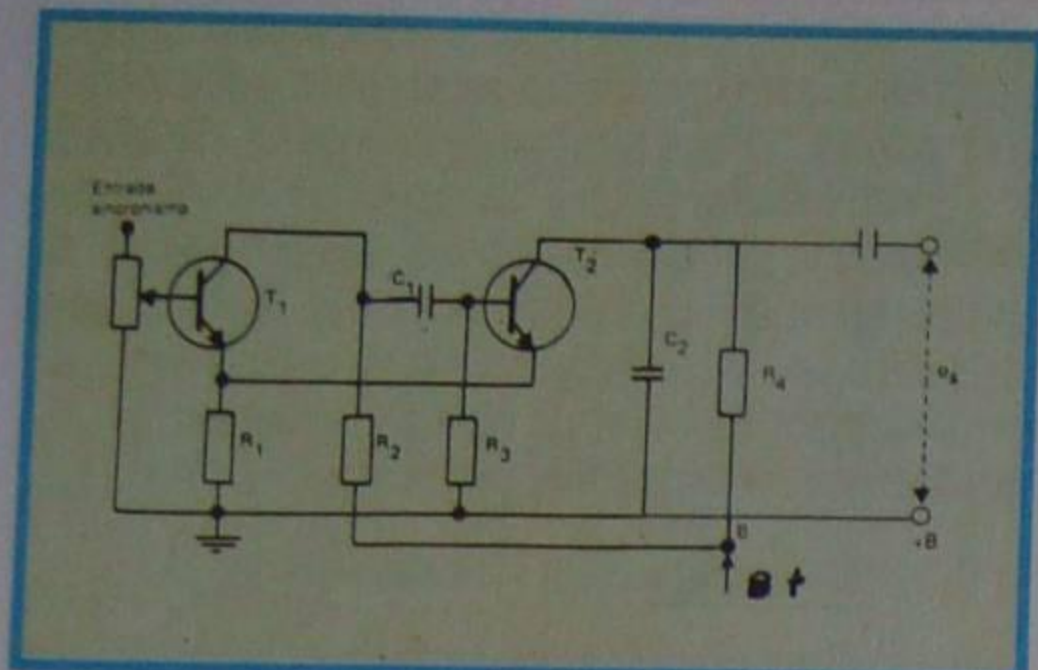



Figura 12 - Oscilador astável para obtenção de onda dente de serra.

Figura 13 - Oscilador utilizado como base de tempo em osciloscópio.

Figura 14 - Circuito amplificador horizontal.

O tipo astável (ou de funcionamento livre) é um oscilador que gera ondas quadradas ou retangulares **continuamente**. Os outros dois tipos somente produzem a onda quadrada quando a eles são aplicados pulsos de disparo. O tipo monoestável tem **um** estado de equilíbrio, ou seja, gera um pulso quadrado para cada impulso exterior aplicado ao circuito. O tipo biestável, por sua vez, tem **dois** estados de equilíbrio, gerando um pulso quadrado para cada dois pulsos exteriores.

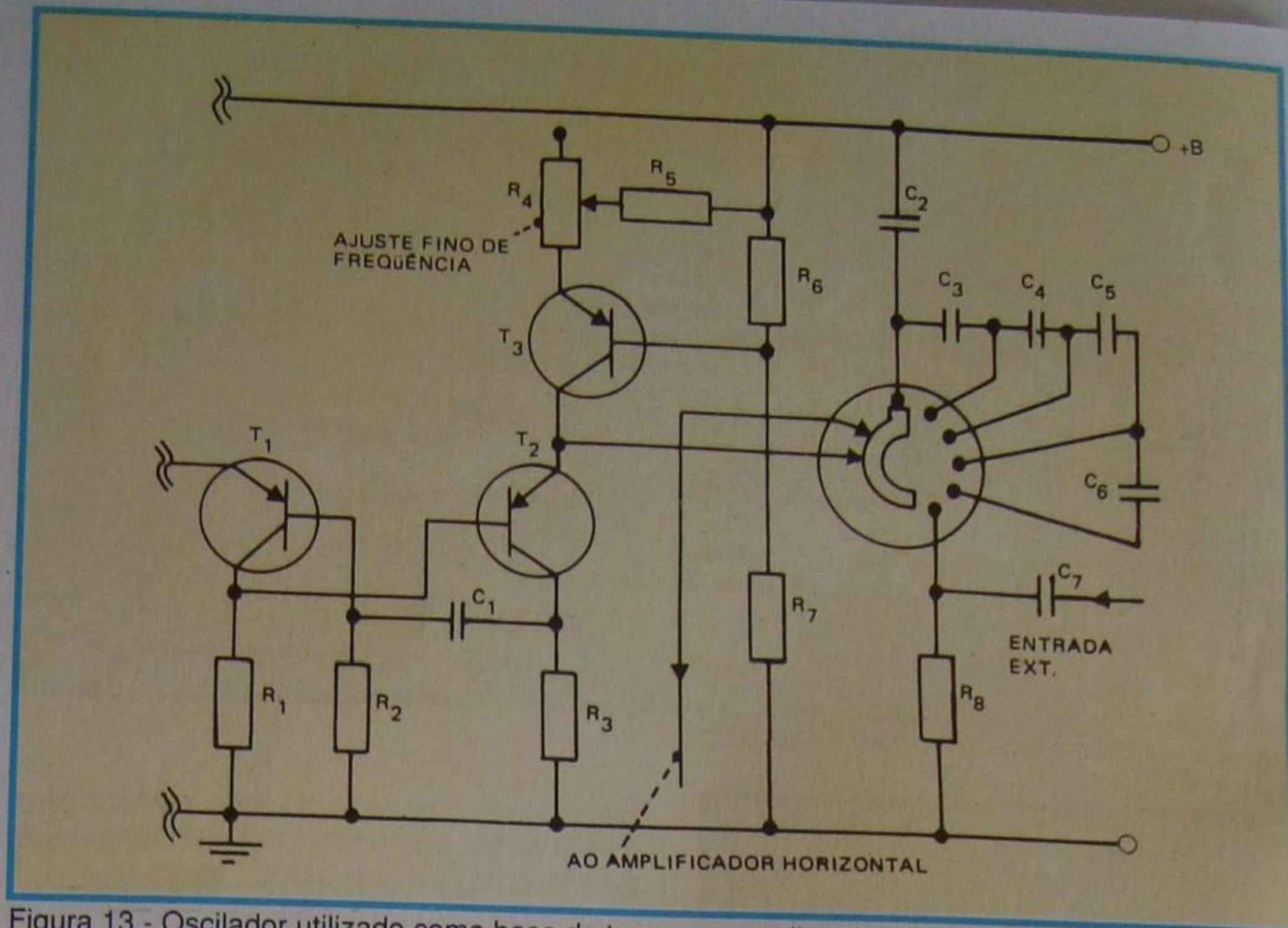
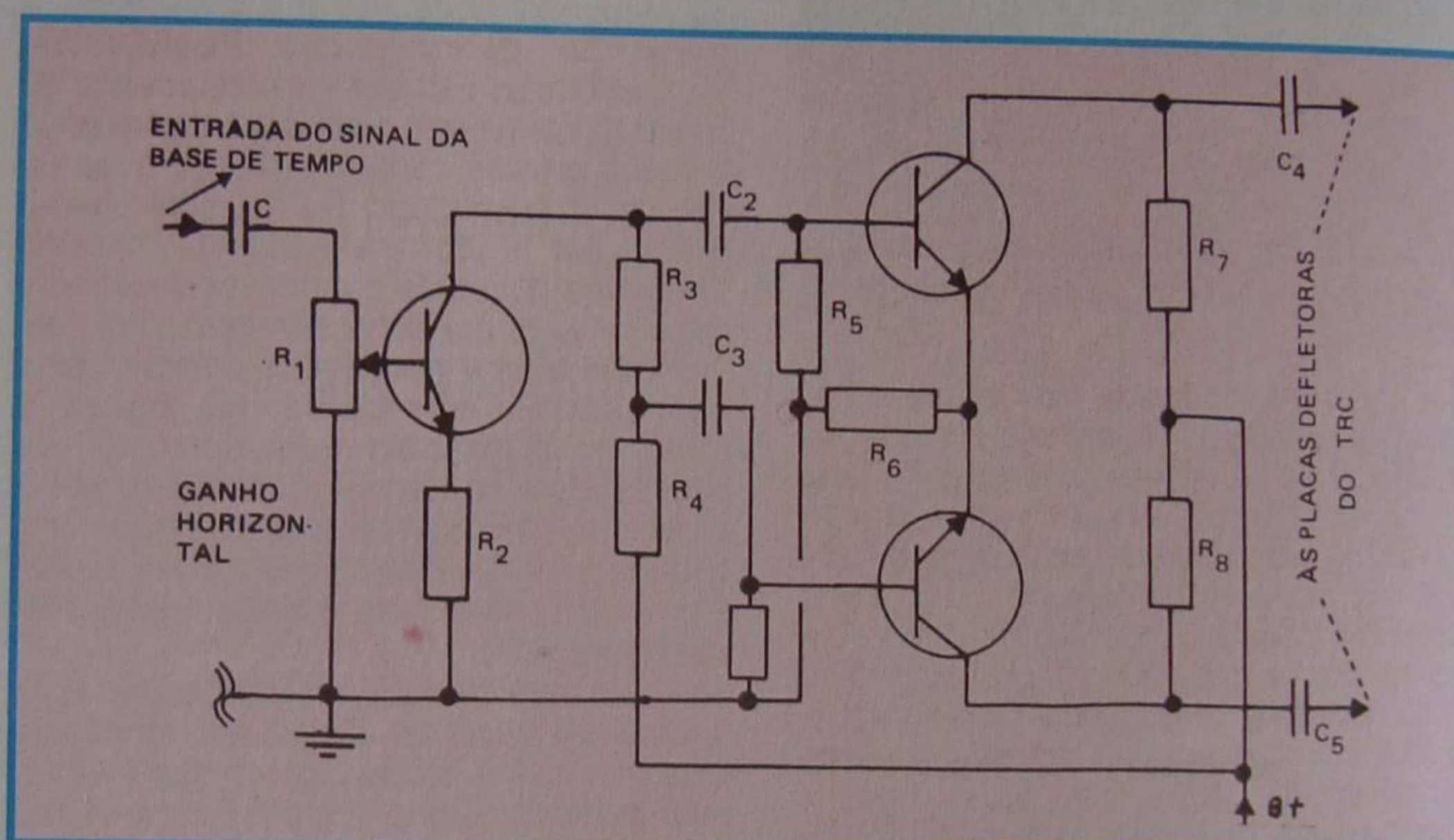
Nas aplicações de multivibradores em osciloscópio são utilizados, freqüentemente, os tipos astável ou monoestável. O circuito que apresentamos na figura 11 é um exemplo de multivibrador astável.

Na **figura 12**, apresentamos um multivibrador astável do tipo **acoplado pelo emissor**. A freqüência de oscilação é determinada pela constante de tempo C_1R_3.

Como afirmamos, o multivibrador produz uma onda quadrada ou retangular. Como base de tempo, precisa-se de onda dente-de-serra ou triangular; portanto, é necessário transformar a onda quadrada em triangular. Isto é conseguido comodamente, acrescentando-se um capacitor conveniente na saída de T_2. Esse capacitor é indicado por C_2 na figura 12. Pode-se explicar o modo de ação de C_2 da seguinte maneira:

Quando T_2 está em corte, o capacitor C_2 carrega-se com a tensão de +B, através do resistor R_4, formando a **linha** da varredura. No instante em que T_2 passa bruscamente para a condução, o capacitor C_2 descarrega-se rapidamente, através do transistor, formando o **retorno** da varredura. A amplitude da tensão adquirida pelo capacitor depende de sua capacitância e do resistor de carga R_4.

Na **figura 13**, mostramos outro tipo de multivibrador, também muito utilizado em bases de tempo de osciloscópio.

A freqüência de varredura é determinada pela constante de tempo formada por resistores e por um dos capacitores escolhido pela chave comutadora.

A velocidade de varredura, ou seja, a freqüência horizontal é que irá determinar o número de ciclos de onda introduzida no canal vertical, que aparecerá na tela do osciloscópio.

Por exemplo, se ao canal vertical for aplicada uma tensão senoidal de 50Hz e a freqüência de varredura horizontal for também de 50Hz, aparecerá na tela um ciclo completo da senóide. Se a freqüência da base de tempo for o dobro, isto é, 100Hz, na tela aparecerão dois ciclos da senóide, e assim por diante, como citamos no início desta lição especial.

Segue-se que para analisar uma onda de freqüência elevada é necessário que a freqüência da base de tempo também o seja. Infelizmente, nos osciloscópios de custo moderado, como os que estamos indicando ao aluno, não se consegue base de tempo muito alta com os circuitos convencionais apresentados. Em alguns casos, o alcance máximo não vai além de alguns poucos quilohertz. Isto, entretanto, não diminui a utilidade do osciloscópio, uma vez que, para os trabalhos usuais em rádio e TV não se necessita de varredura superior a 20KHz.

2) Amplificador horizontal

A função do estágio amplificador horizontal é a de elevar o nível do sinal de varredura a um valor compatível com a sensibilidade das placas de deflexão horizontal do tubo de raios catódicos. Tal amplificador é semelhante ao vertical, uma vez que deve efetuar trabalhos análogos, ou seja, desviar o feixe de elétrons no sentido horizontal e em toda a extensão da tela.

Dado que o gerador da varredura tem velocidade relativamente baixa, o amplificador horizontal não necessita de resposta de freqüência muito ampla, a não ser que se pretenda aplicar sinal externo de freqüência elevada. Nos osciloscópios comuns para rádio e TV, via de regra, o amplificador horizontal tem resposta de freqüência plana, dentro de

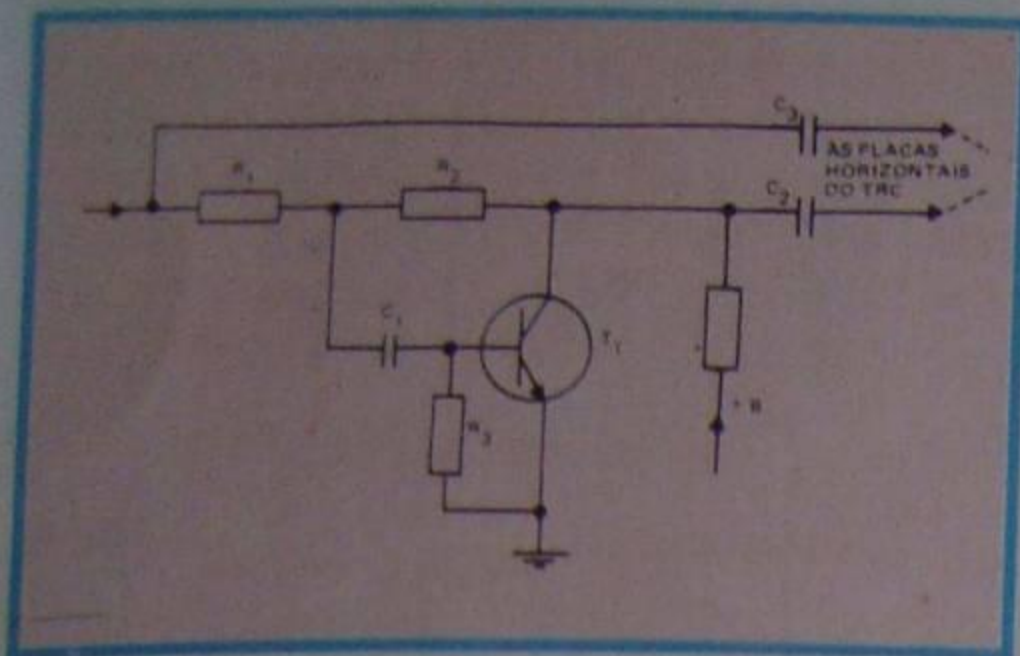



Figura 15 - Circuito inversor de fase de ganho unitário.

±3 dB, desde alguns ciclos até cerca de 1MHz.

Na **figura 14**, apresentamos um circuito típico de amplificador horizontal, que, semelhantemente ao vertical, deve ser inversor de fase para que as polaridades das placas defletoras sejam opostas. Trata-se como o aluno percebe, do inversor de fase por acoplamento de emissor.

Circuito interessante pela sua simplicidade é aquele que mostramos na **figura 15.** Aqui é usado um transistor simplesmente para inverter o sinal. Esse circuito exige que o sinal de saída do estágio anterior já tenha amplitude suficiente para comandar as placas defletoras. O transistor T_1 é fortemente realimentado, de modo que seu ganho é próximo da unidade, o que significa que todo sinal aplicado à entrada aparece na saída com mesmo valor, porém, com fase invertida.

c) Sincronismo

Sabemos que, tendo mesma freqüência, tanto o sinal de entrada do canal vertical quanto o dente-de-serra da base de tempo, aparecerá na tela um só ciclo. Entretanto, para que isso realmente aconteça, é necessário que as variações dos dois sinais coincidam no tempo ou, como se diz tecnicamente, que estejam em **sincronismo**. Em outras palavras, isto significa que a onda dente-de-serra deve iniciar-se ao mesmo tempo que a onda aplicada ao vertical, e voltar ao zero, novamente quando terminar o ciclo da onda do vertical. Se o dente-de-serra tem freqüência múltipla do sinal de entrada, formar-se-ão vários ciclos na tela. Contudo, o sincronismo deve persistir, caso contrário aparecerão imagens iguais e deslocadas, e que se movimentam.

Para se conseguir o sincronismo nos osciloscópios, a maneira mais racional é comandar o gerador de base de tempo por pulsos extraídos do sinal que se quer analisar. Esses pulsos podem ser retirados de qualquer ponto do canal vertical. É prática bastante generalizada retirá-los do estágio de saída vertical, porque aí eles já possuem nível elevado, além de que se tem a possibilidade de escolher entre o pulso positivo e o negativo. A desvantagem do sistema é que a amplitude do pulso fica dependendo do controle de ganho vertical. Para evitar isso, muitos projetistas preferem extrair o sinal de sincronismo de um ponto anterior ao controle de ganho e amplificá-lo separadamente.

Na **figura 16**, apresentamos um circuito em que o sinal de sincronismo é retirado da saída do primeiro amplificador vertical e aplicado à entrada do gerador de

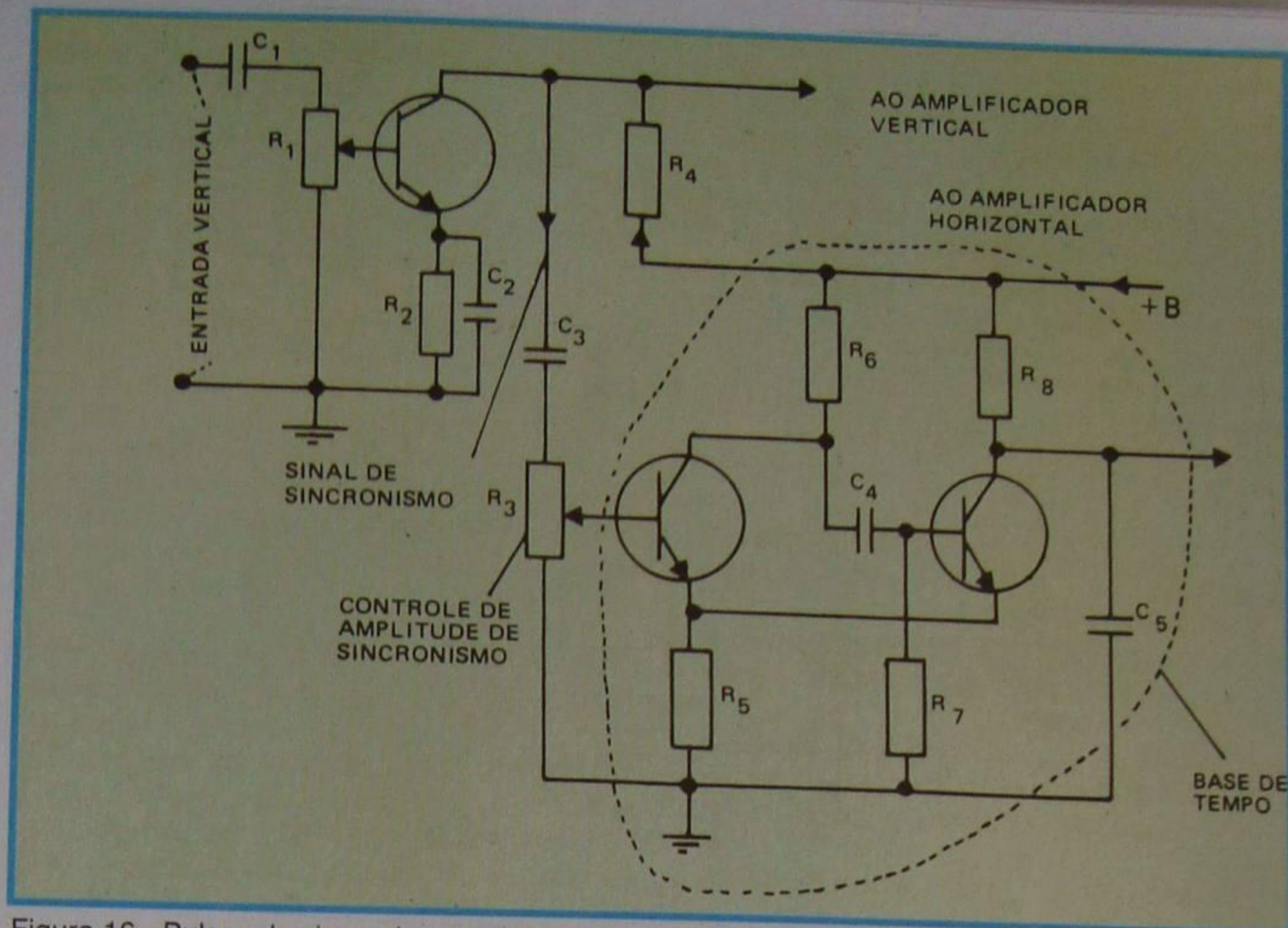



Figura 16 - Pulsos de sincronismo retirados do canal vertical.

base de tempo. Para que o gerador de varredura possa ser comandado também por sinal externo, basta acrescentar uma chave comutadora que permita escolher entre o sincronismo interno e o externo. Nos osciloscópios mais elaborados essa mesma chave também possibilita a escolha entre o sincronismo interno positivo e o negativo. É ainda comum prever uma entrada para o sincronismo com a rede de CA.

d) Apagador

Se aplicarmos um sinal ao canal vertical, retirarmos o pulso de sincronismo e o aplicarmos ao canal horizontal, teremos na tela uma figura estável. Entretanto, há um inconveniente: É que o sinal de retorno da base de tempo é visível sob a forma de uma linha horizontal. Assim, aplicando-se uma onda quadrada ao vertical, como mostramos na **figura 17**, veríamos não essa onda, mas aquela da **figura 18**, onde as bases são fechadas pela linha de retorno da onda dente-de-serra. Para evitar que a linha apareça, é necessário aplicar ao TRC um pulso que o leve ao corte, durante o tempo em que o feixe de elétrons gastaria para retornar ao ponto de partida, no sentido horizontal. Esse pulso é chamado de apagador (**blanking**, em inglês).

É óbvio que o pulso apagador deve ser retirado do gerador de varredura. Por outro lado, pode ser aplicado ao cátodo ou à grade de comando do TRC, dependendo de sua polaridade e da conveniência. Prefere-se aplicá-lo ao cátodo, porque assim a grade fica livre e a ela se pode introduzir um terceiro sinal. Essa grade recebe, então, o nome de **eixo do Z**.

Quando o sinal apagador não tem amplitude suficiente, é previamente amplificado. Na **figura 19**, mostramos um exemplo em que o pulso retirado do gerador de base de tempo sofre amplificação e inversão de fase. Como ele é negativo na entrada do amplificador, será positivo na saída; conseqüentemente, deve ser aplicado ao cátodo do TRC.

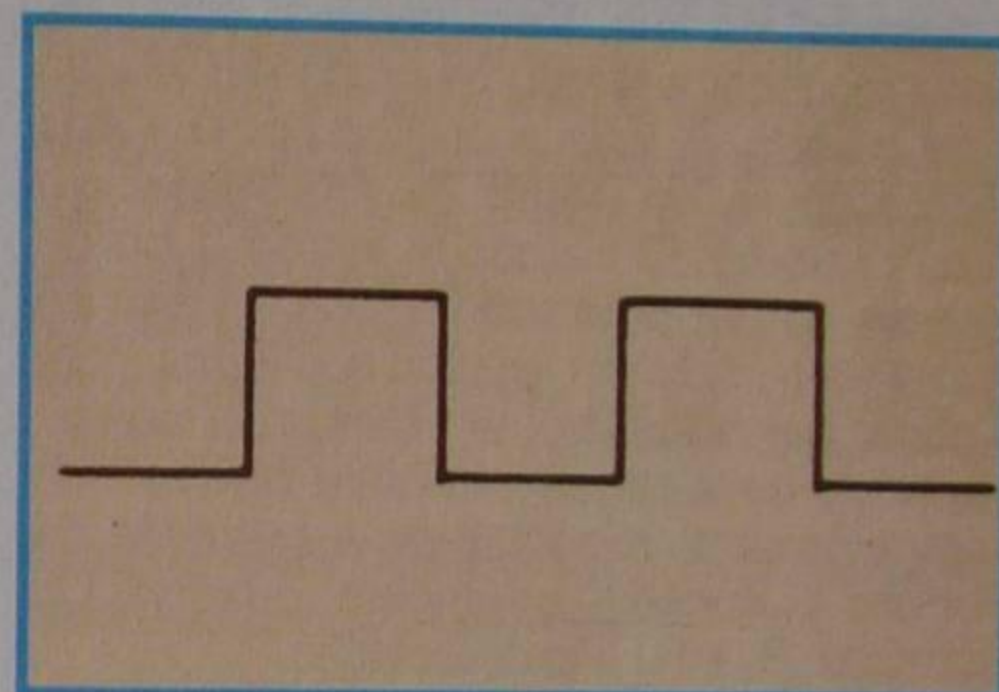



Figura 17 - Onda quadrada.

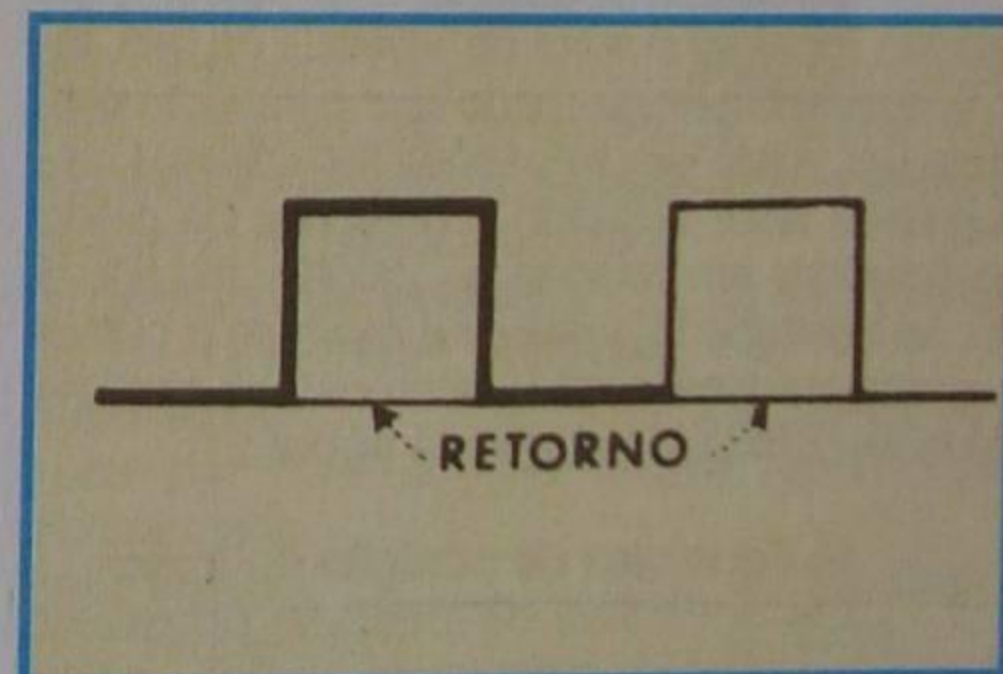



Figura 18 - Onda quadrada (sem pulsos apagadores).

e) Circuitos auxiliares

Os itens anteriores explicam, basicamente, o funcionamento de um osciloscópio convencional. Entretanto, todo osciloscópio deve ser dotado de circuitos que permitam variar a intensidade e o foco do feixe eletrônico, variar a posição do feixe na tela, etc., circuitos esses que não dependem do sinal de entrada e que, por isso, chamamos de auxiliares. Dentre eles podemos citar.

1) **Controle de brilho**

O controle de brilho ou intensidade permite variar a emissão de elétrons do TRC, de modo a modificar a intensidade luminosa provocada pelo impacto desses elétrons com

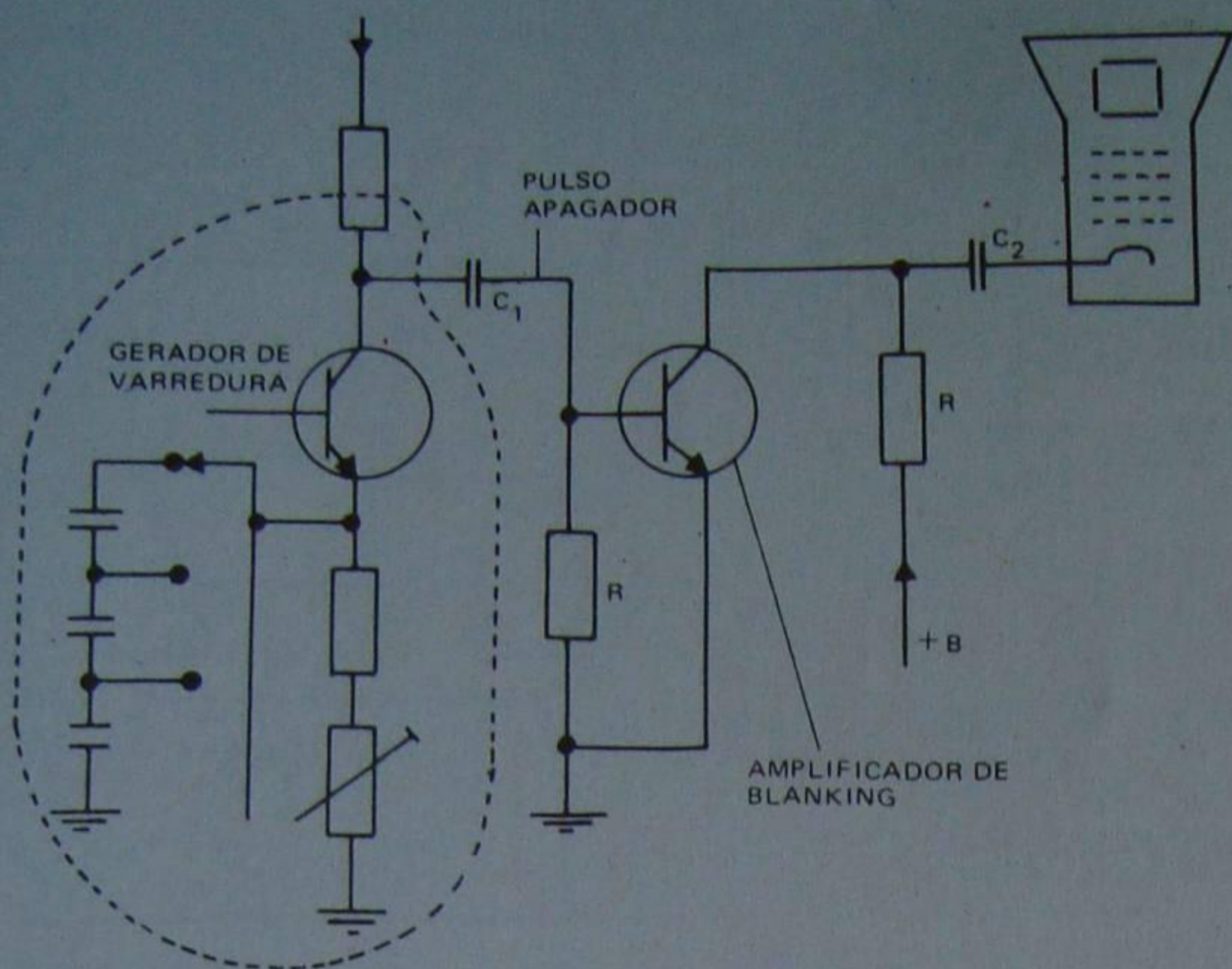



Figura 19 - Circuito para análise.

o "fósforo" da tela. Para variar a emissão, basta modificar a tensão de grade em relação à de cátodo. É esta a prática comum nos osciloscópios. Na **figura 20**, mostramos um circuito típico. O cátodo é ligado à grade através de um potenciômetro e retorna ao chassi através de um resistor, que forma, com o citado potenciômetro, um divisor de tensão. Variando-se a tensão relativa através do potenciômetro, modifica-se a corrente de elétrons e, conseqüentemente, o brilho. Os resistores R_1 e R_2 são de isolação.

2) **Controle de foco**

Como o nome sugere, esse controle permite focalizar o feixe de elétrons na tela, isto é, concentrá-lo, de modo que o impacto produza um ponto de dimensões reduzidas. Consegue-se isso, variando o potencial da grade aceleradora em relação ao cátodo. Na figura 20, se fizermos R_3 variável e ligarmos o cursor à grade de focalização, teremos um controle de foco, como mostramos na **figura 21**.

3) **Controles de posição do traço**

Os controles de posição permitem deslocar o feixe de elétrons no sentido vertical e/ou horizontal. Segue-se que há dois controles, um denominado de "posição vertical" e o outro de "posição horizontal".

Vimos, no início desta lição especial, que, se os eletrodos do TRC estiverem perfeitamente alinhados, o feixe de elétrons formará o ponto luminoso exatamente no centro da tela. Para modificarmos a posição do ponto, basta aplicar tensão às placas defletoras ou desnivelar as tensões eventualmente existentes. Esse é o princípio dos controles de posicionamento do traço.

Na **figura 22**, mostramos um circuito empregado no posicionamento vertical, em que se utiliza um potenciômetro duplo em tandem e de variação inversa de resistência. Quando a posição do cursor de P_1 estiver no ponto de maior tensão, a posição de P_2 estará no de mínima, de modo que a placa defletora ligada a R_1 atrairá o feixe, enquanto que a placa ligada a R_2 irá repeli-lo. Variando-se a posição do cursor, modifica-se a posição do feixe. Os resistores R_1 e R_2 são de isolação. Para o controle de posição horizontal teríamos um circuito idêntico ligado às placas horizontais.

Outro modo de variar a posição do traço é atuando nas grades de controle do está-

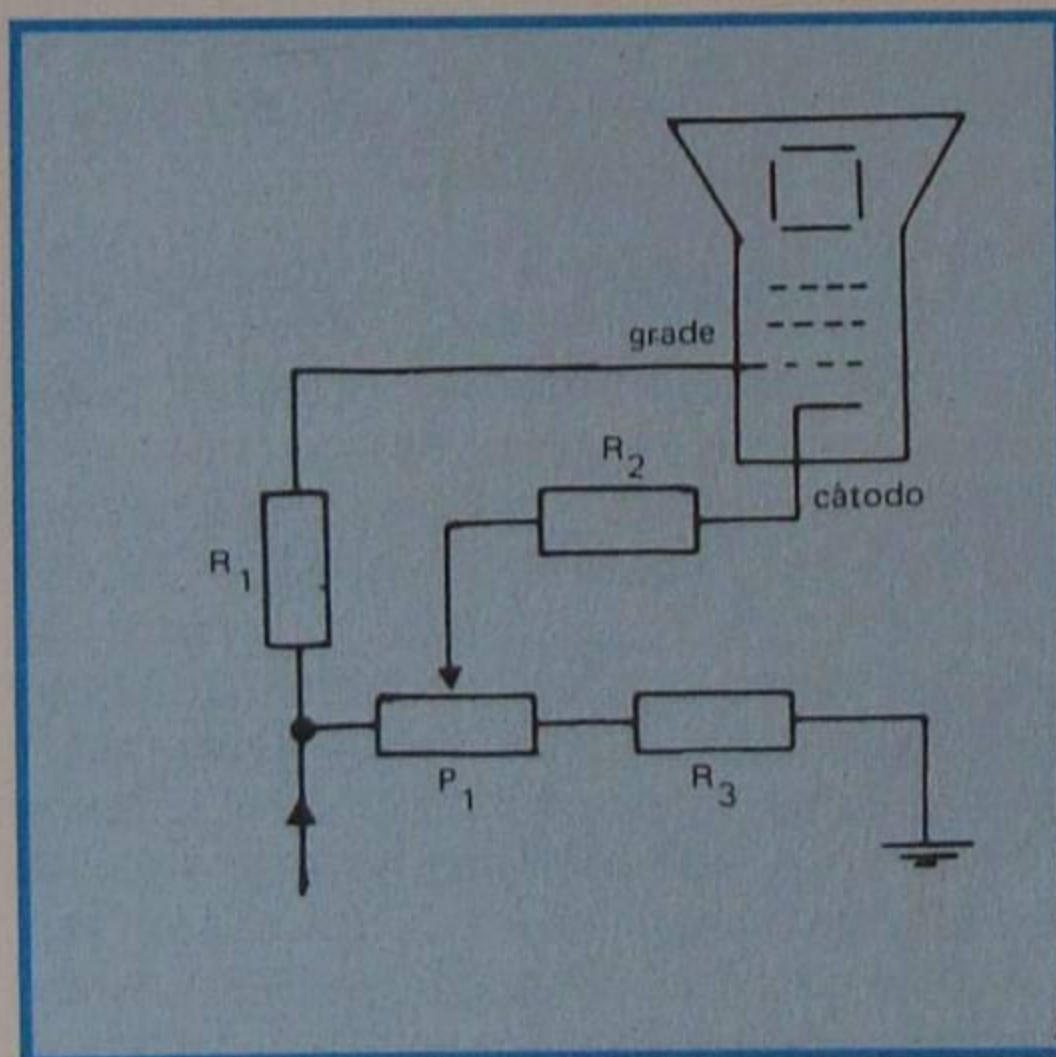



Figura 20 - Controle de brilho.

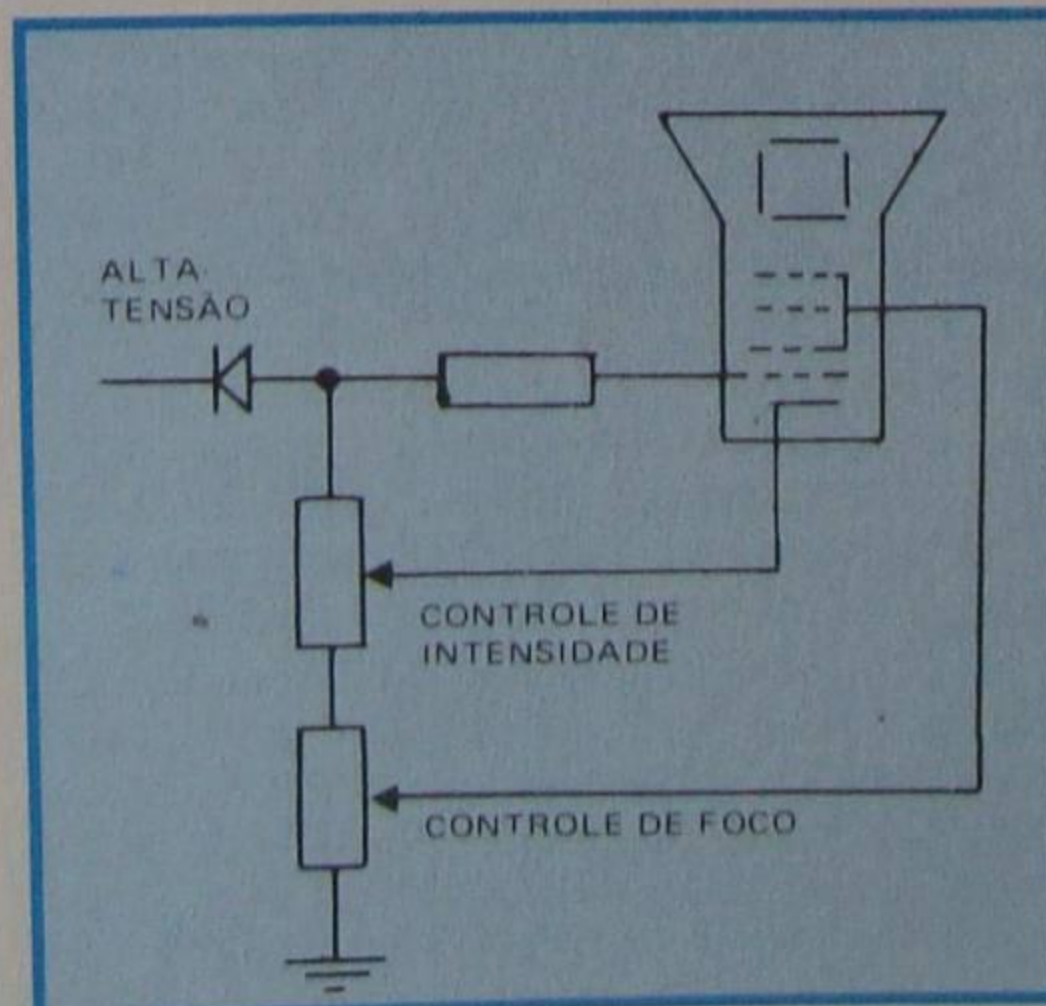



Figura 21 - Controle de foco.

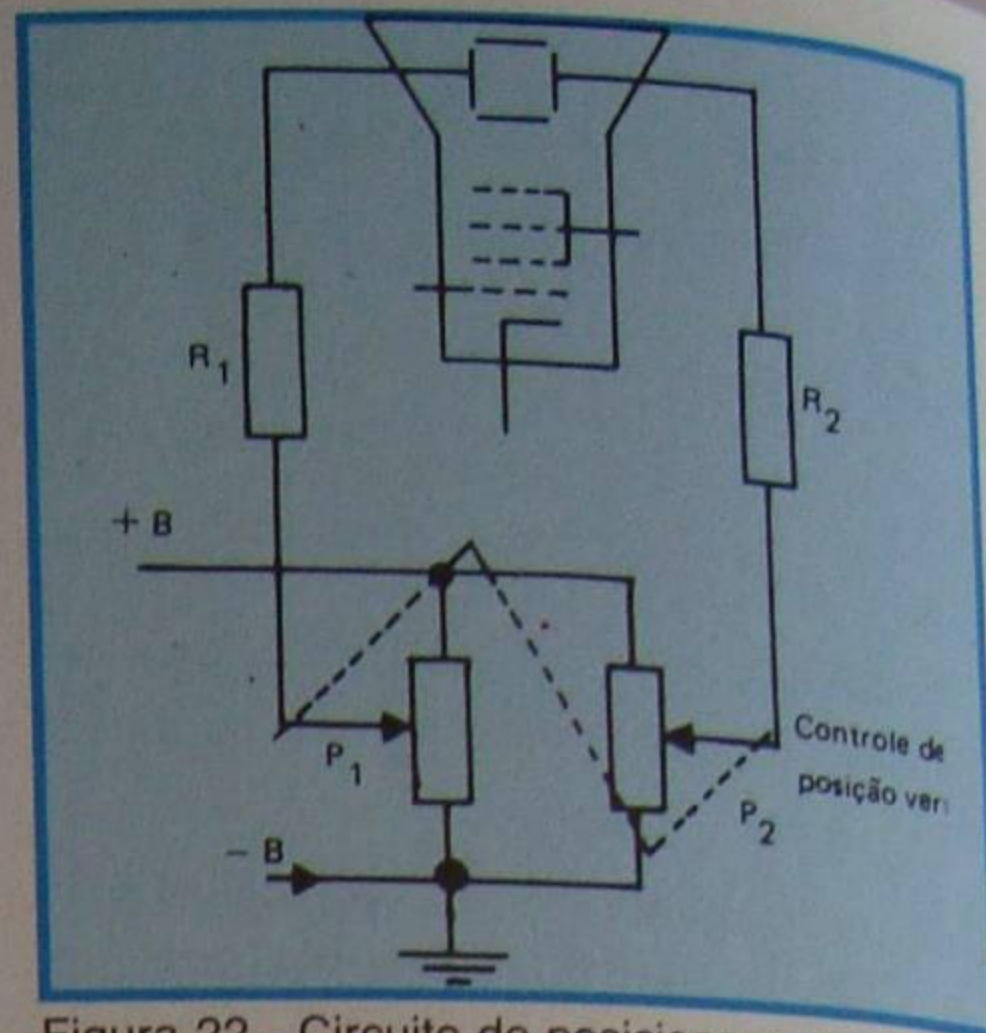



Figura 22 - Circuito de posicionamento do feixe vertical.

gio de saída (vertical e/ou horizontal). Deve ser notado que a saída do transistor deve ser ligada **diretamente** às placas defletoras, ou seja, sem capacitor de acoplamento. No horizontal usar-se-ia circuito idêntico.

4) **Controle de astigmatismo**

O astigmatismo é um fenômeno ótico segundo o qual há formação de **imagem dupla** a distâncias ligeiramente ortogonais entre si. Evita-se esse fenômeno na tela do TRC atuando sobre a polarização das grades aceleradoras. Um circuito básico é o apresentado na **figura 23**.

5) **Seletores**

Normalmente, os osciloscópios são dotados de chaves seletoras que permitem a escolha de determinado modo de operação. Assim, tem-se, por exemplo:

- **Atenuador vertical**: Chave que permite escolher a intensidade do sinal a ser introduzido na entrada do estágio, como já assinalamos antes.
- **Seletor de sincronismo**: Esta chave permite escolher o modo de sincronizar a varredura. Via de regra, é dotada de quatro posições, com as seguintes possibilidades de escolha: sincronismo interno positivo, sincronismo interno negativo, sincronismo com a rede de CA e sincronismo externo.
- **Seletor de freqüência**: É a chave que permite selecionar a gama de freqüência do gerador de base de tempo. Já foi analisada ao tratarmos do gerador de varredura.
- **Seletor de entrada horizontal:** Quando existe separadamente, consta de

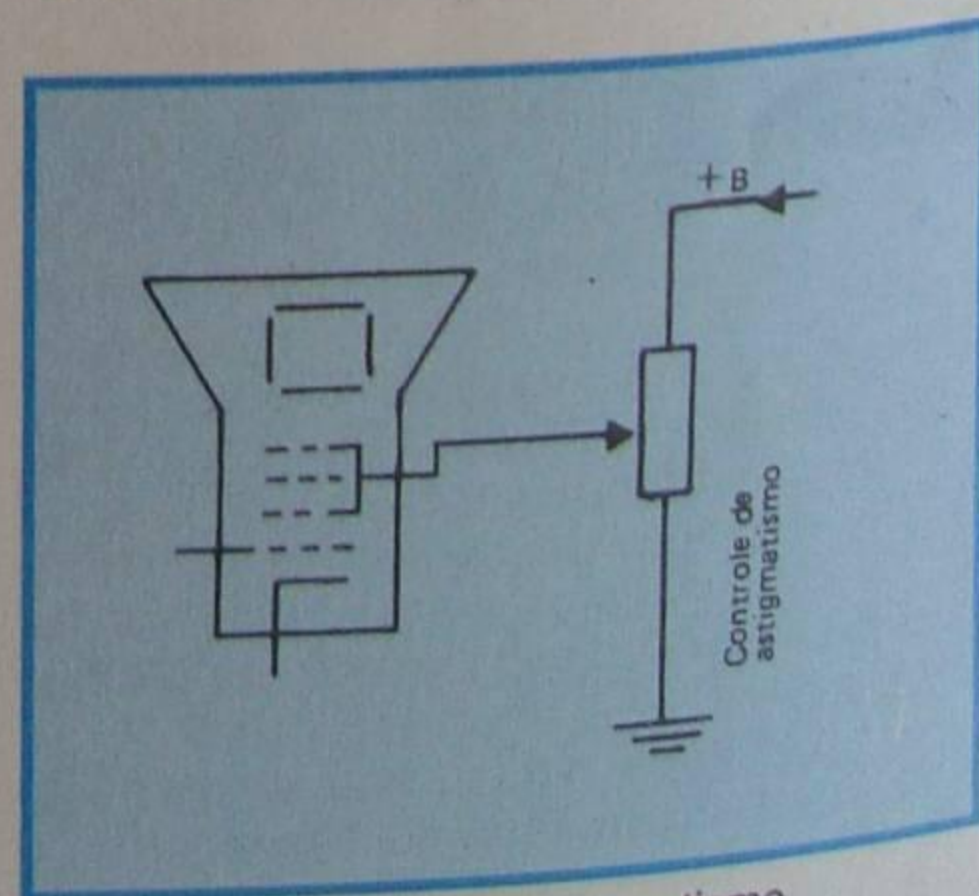



Figura 23 - Controle de astigmatismo.

uma chave de duas posições que permite ligar o amplificador horizontal ao gerador de varredura ou a um outro sinal externo. Quase sempre é aproveitada a própria chave do seletor de freqüência de varredura, para, numa posição, permitir a entrada de um sinal externo ao amplificador horizontal.

6) Tensão de referência

Quase sempre, no painel do osciloscópio se coloca um ou mais terminais com tensões conhecidas, que serão úteis como referência, quando se utiliza o aparelho para medida de tensão. É muito comum a saída de 1 V pico-a-pico, mas nada impede que se disponha de outros valores, desde que confiáveis. Nos aparelhos modestos, essas tensões são retiradas da rede de CA através de divisores resistivos. Nos de melhor qualidade, são empregados diodos Zener para referência.

7) Fonte de alimentação

A fonte de alimentação do osciloscópio tem por função prover as diversas tensões, alternadas e contínuas, para a alimentação dos diversos componentes do aparelho. Costuma ser do tipo convencional, com a diferença de que deve fornecer também a muito alta tensão (MAT), para o ânodo acelerador. Os tubos denominados de TRC com post-aceleração requerem alguns milhares de volts de MAT, sendo necessários cuidados especiais na fonte, analogamente ao que acontece com a fonte de MAT para a televisão, como iremos estudar, com maiores detalhes, em breve. Nos osciloscópios convencionais, a MAT varia de cerca de 400 V a menos de 2 000 V (dependendo do tubo), valores esses perfeitamente obteníveis com fontes convencionais. As tensões contínuas devem ser bastante estáveis e bem filtradas, daí a aparente complicação das fontes para osciloscópio.

f) Circuito completo

Para que o aluno tenha uma idéia em conjunto dos vários circuitos que compõem um osciloscópio, ilustramos na **figura 24**, um esquema completo que é de aparelho comercial de origem americana, transistorizado. Como se trata apenas de **circuito informativo** foi conservado tanto os dizeres como os símbolos utilizados em seu país de origem.

II - Especificações

Do que apresentamos até esta parte dá para o aluno deduzir quais são as principais características que se devem analisar quando da aquisição de um aparelho. Como já afirmamos em lições anteriores sobre instrumentos de laboratório o técnico deve, antes da compra, fazer um julgamento criterioso das necessidades de seu trabalho, para evitar gastos inúteis.

Os fabricantes de osciloscópios costumam indicar as características do aparelho em forma de especificações elétricas e mecânicas.

a) Especificações elétricas

Estas se referem separadamente aos canais vertical e horizontal, salientando alguma característica que o fabricante julga de interesse em seu produto.

b) Especificações mecânicas

Referem-se às dimensões e peso do aparelho.

Para que o aluno tenha uma idéia de como são apresentadas as folhas de especificações, damos a seguir um modelo adotado por quase todos os fabricantes, para os osciloscópios convencionais. Os valores que serão indicados a seguir, referem-se ao circuito apresentado, na figura 24, como exemplo de um osciloscópio comercial transistorizado.

Canal vertical
Sensibilidade .... 0,025 volt por polegada a 1 KHz
Resposta de freqüência .... ±1 dB de 8 Hz a 2,5 MHz; + 1,5 dB a -5 dB de 3 Hz a 5 MHz (todas as respostas são referidas a 1KHz)
Tempo de subida .... 0,08 µseg ou menos

Sobretensão (overshoot)........10% ou menos
Impedância de entrada .... Na posição X1 do atenuador, 2,9 MΩ "shuntado" por 21 pF (impedância) a 1 KHz:2,7 MΩ). Nas posições X10 e X100, 3,4 MΩ "shuntado" por 12 pF (impedância a 1 KHz:3,3 MΩ).
Atenuador ....Três posições. Chave do tipo "completamente compensado". Não se nota mudança da forma de onda, em nenhuma posição do atenuador.
Característica de entrada ....Terminal especial de baixa capacitância; introdução por capacitor de bloqueio de 600 V CC.
Posicionamento vertical ....Tipo CC; permite deslocamento do traço em qualquer nível horizontal, em área útil (±1 - 1/2" do centro) da tela. O posicionamento é instantâneo e livre de flutuação.

Canal horizontal
Sensibilidade...........................0,3 V (eficazes) por polegada a 1KHz.
Resposta de freqüência .... ± 1 dB de 1 Hz a 200 KHz; ± 3 dB de 1 Hz a 400 KHz.
Impedância de entrada .... 30 MΩ "shuntada" por 31 pF (impedância a 1 KHz:4,9 MΩ).
Atenuador .... Tipo de baixa impedância na saída de seguidor de emissor.
Caracterísitica de entrada....Chave seletora que permite entrada externa através do terminal no painel; varredura de freqüência de linha com fase variável em qualquer uma das duas freqüências de varredura pré-selecionadas, ou da varredura interna variável, do gerador de varredura.
Posicionamento horizontal......Tipo CC. Permite ampla faixa de posicionamento, para examinar qualquer parte do traço reto com máximo ganho horizontal.

Gerador de varredura
Tipo.. Tipo de recorrência, utilizando circuito de varredura.
Alcance .... De 10 Hz a 500 KHz em cinco degraus (posições) tendo cada faixa aproximadamente: 10 a 100 Hz; 100 a 1000 Hz; 1 a 10 KHz; 10 a 100 KHz; e 100 a 500 KHz.
Alcance do controle de pré-seleção....Pré-seleção nº 1, 10 a 100 Hz; pré-seleção nº 2, 1000 a 10000 Hz. Pode ser facilmente mudada para cobrir qualquer freqüência entre 10 Hz e 500 KHz.
Sincronização.........Circuito automático de "grampeamento" utilizando sincronização por seguidor de emissor, captura do gerador de varredura independente da posição do ganho vertical. A chave seletora permite sincronização com um dos pulsos - negativos ou positivos - internos; com fonte externa através do terminal do painel ou com a freqüência da rede.

Generalidades:
Apagamento do "retraço"...........Intervalo de apagamento menor que 30% da varredura, indiferentemente da velocidade de varredura. Possui amplificador de apagamentos.

Controle de fase .... Possui desviador de fase inteiramente controlável para aplicação com a varredura da rede.

Calibrador de tensão ....Fonte interna de 1 volt pico-a-pico. Calibrados a tela e o atenuador de entrada, permite medidas de tensão na relação de alcance de 10000 para 1.
Modulação do eixo Z ....Previsto para modulação de intensidade da corrente de elétrons através de capacitor de alta isolação. São necessários de 8 a 20 V para completo apagamento do traço.
Acesso ao painel ....Painel removível por trás do gabinete para fácil acesso à ligação do eixo Z.

Tubo de raios catódicos ....5", verde, de fósforo de persistência média

Suprimento de potência .... Alta tensão: Tipo transformador retificador, desenvolvendo 1 200 V na saída do sistema de filtros RC. Baixa tensão: Tipo transformador retificador com regulação eletrônica para os amplificadores críticos, gerador de varredura e potenciais de posicionamento.
Requisitos de potência .... 110/125 V, 50/60 Hz CA - 80 W. Fusível de 1 A.
Dimensões ....8 5/8" de largura por 14 1/8" de altura, e 16" de profundidade.
Peso líquido...................................20 1/2 libras.
Peso embalado ....21 libras.

Observação: Nestas especificações há duas características com as quais o aluno ainda não travou conhecimento. São o tempo de subida e a sobretensão (overshoot). Elas se referem à distorção introduzida pelo amplificador vertical, quando a ele se aplica uma onda quadrada. O **tempo de subida** (rise time) corresponde ao intervalo de tempo necessário para a tensão crescer de 10 a 90% do valor da operação. Ele é medido em unidades de tempo. Quanto menor o tempo de subida, melhor é o amplificador.

A **sobretensão** (overshoot) caracteriza a subida da frente condutora do pulso acima do valor estabelecido para as condições de funcionamento. Ela costuma ser dada em porcentagem da tensão de funcionamento. Quanto menor essa

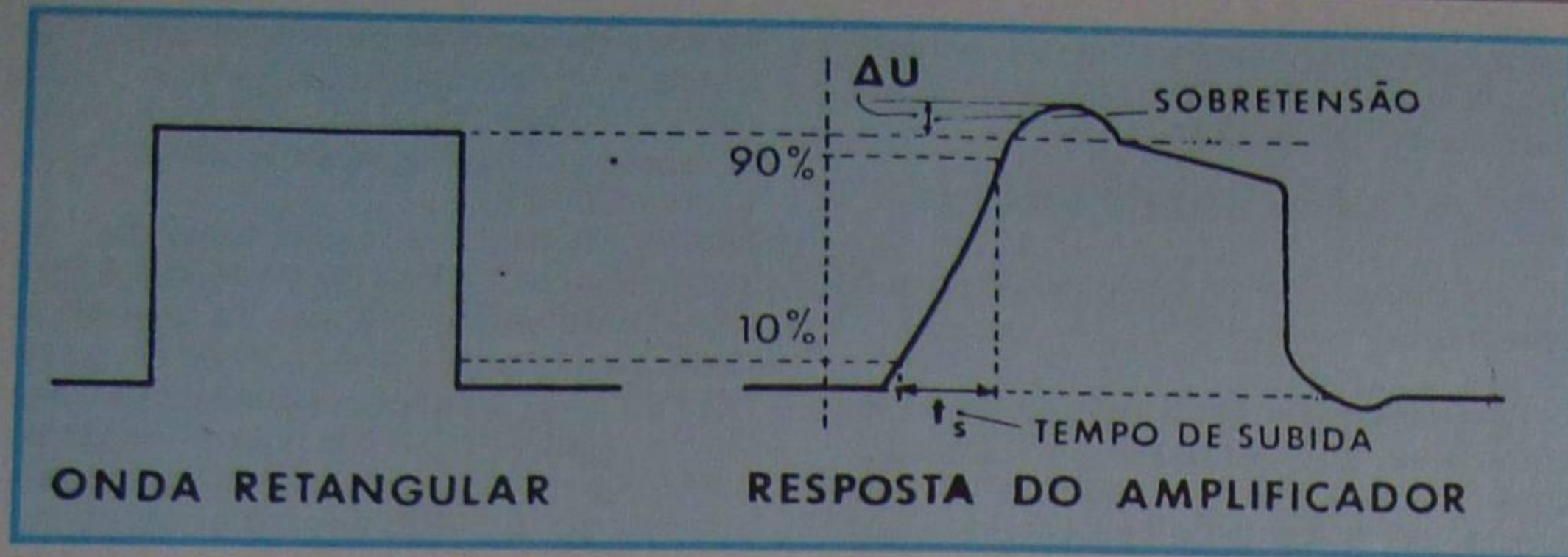



Figura 25 - Gráficos para análise.

porcentagem, melhor é a resposta do amplificador.

Na **figura 25,** mostramos graficamente o que significa o tempo de subida e a **sobretensão**.

O osciloscópio cujas características foram apresentadas é do tipo convencional de baixo custo, relativamente a outros tipos, é lógico, aconselhável para todos os serviços de laboratório de conserto e montagens de amplificadores de som, de aparelhos de rádio e de TV.

III - Emprego do osciloscópio

Como se afirmou, o osciloscópio é um instrumento de enorme versatilidade, que possibilita, ao técnico bem familiarizado com seu funcionamento, reduzir em muito o tempo gasto na pesquisa de defeito em aparelhos eletrônicos, principalmente de TV. Dentre as inúmeras utilizações do osciloscópio que o aluno certamente descobrirá, se dispuser de um deles, as mais freqüentes são:

a) Verificação da forma de onda

Originariamente, o osciloscópio foi concebido com a finalidade de poder observar a forma de onda de qualquer sinal, razão por que, sempre que se pensa em osciloscópio, intuitivamente, se associa a ele a idéia de uma forma de onda.

Para verificar uma forma de onda, liga-se a ponta de prova do canal vertical em paralelo com a fonte de sinal. Antes, porém, são necessários alguns ajustes, como descrevemos abaixo:

1º) Liga-se o aparelho cuja forma de onda se pretende observar e também o osciloscópio.

Figura 26- Gratícula (tela graduada).

2º) Uma vez aparecida a imagem na tela do TRC, fecham-se os controles de ganho, horizontal e vertical, de modo que essa imagem se reduza exclusivamente a um ponto luminoso.

3º) Atua-se no controle de intensidade, de modo que o ponto não seja muito brilhante, porque isso poderá deteriorar (queimar) o fósforo, com o tempo.

4º) Atua-se no controle de focalização obrigando a que o ponto seja o mais nítido e menor possível.

5º) Passa-se agora ao posicionamento do ponto, no centro da tela. Para isso, atua-se, em um dos controles de posição, indiferentemente no horizontal, por exemplo, obrigando o ponto a estacionar na vertical que passa pelo centro do tubo. Em seguida, passa-se ao outro controle de posição, o vertical, em nosso caso, e obriga-se o ponto a estacionar na horizontal que passa pelo centro do TRC.

Nessas condições, o ponto deverá estar locado no centro do TRC.

Para facilitar o posicionamento do ponto, bem como permitir outras medidas, como vemos mais adiante, os osciloscópios são dotados de uma máscara transparente reticulada, denominada de "gratícula", cujo aspecto mais simples é aquele que mostramos na **figura 26**.

6º) Uma vez posicionado o ponto luminoso, abre-se o controle de ganho horizontal, devendo surgir uma reta horizontal estacionária passando pelo centro do tubo. Se necessário, atua-se novamente nos controles de intensidade e foco, para que a reta seja bem visível e nítida.

7º) Após esses ajustes prévios, o osciloscópio está em condições de mostrar a forma de onda. Para isso, agora, mantendo-se fechado o controle de ganho vertical, ligam-se as pontas de prova em paralelo com a fonte de sinal. Em seguida, abre-se o controle de ganho vertical, de modo que a figura surgida na tela tenha dimensões razoáveis. Se necessário, atua-se no atenuador. Não se deve trabalhar com ganho excessivo no canal vertical, nem com sinal muito grande na entrada, pois se corre o risco de introduzir deformação na forma de onda.

O passo seguinte é a sincronização da onda. Para tanto, com a chave de sincronismo na posição **interno**, atua-se na chave de freqüência de varredura, de modo que surja um ou alguns ciclos da onda. É necessário, uma vez "acertada" a faixa de freqüência de varredura, atuar sobre o **ajuste fino de freqüência**, para que os ciclos surjam nítidos e quase estáveis. Neste ponto, ajusta-se o controle de amplitude de sincronismo, de modo a obter-se a imagem absolutamente estável.

Observações:

1ª) Afirmamos, anteriormente, que a faixa de freqüência de varredura deve ser "acertada". Isto é necessário quando não se tem idéia da ordem de grandeza da freqüência do sinal a ser observado. Não sendo este o caso, coloca-se a chave de freqüência de varredura na faixa que englobe a freqüência conhecida. Por exemplo, se vamos observar a forma de onda de 1 KHz, colocamos a chave na faixa que tenha esse alcance.

2ª) Normalmente os antigos osciloscópios têm, no painel, as indicações do alcance do fim da faixa. Por exemplo, se há 4 posições com as marcações: 100 Hz, 1000 Hz, 10 KHz e 100 KHz, isto significa que na primeira posição a freqüência de varredura vai de alguns ciclos (indicados nas especificações do instrumento) até 100 Hz. Na segunda, vai desde 100 Hz até 1000 Hz, e assim por diante.

É comum haver sobreposição de faixas, isto é, o sinal de uma estar contido no início da outra e vice-versa; entretanto, para melhor visualização, escolhe-se aquela onde a sincronização é mais facil. Por exemplo, admitamos que no osciloscópio, cujo alcance de varredura é aquele que citamos antes, introduzimos uma onda de 90 Hz. Essa onda tanto pode ser sincronizada com o gerador no alcance de 100 Hz, como no de 1000 Hz. Contudo, se escolhermos este último, 1000 Hz, perceberemos que o ajuste fino é bem mais crítico do que se escolhermos o de 100 Hz. Logo, é este que devemos utilizar.

3ª) Atualmente, na maioria dos osciloscópios, o controle de varredura horizontal recebe indicações em segundos e seus sub-múltiplos. Nestes casos, a leitura de freqüência é efetuada de maneira diferente, conforme será visto no 6º passo a passo.

4ª) Quando se deseja observar o sinal com varredura externa, muda-se a chave para a posição correspondente e introduz-se o sinal na entrada adequada. Agora, o ajuste fino de freqüências e, alguns casos, o gerador de varredura interna, é óbvio, ficam inoperantes.

5ª) As operações descritas até aqui, aparentemente fastidiosas, na realidade não o são, e com um pouco de experiência o técnico pode fazê-las em alguns segundos.

Na **figura 27**, indicamos esquematicamente a verificação da forma de onda de um sinal em um ponto de uma fonte hipotética.

b) Medida de tensão

O aluno sabe que os voltímetros comuns medem tensões alternadas e/ou contínuas. Se a forma de onda for outra, a indicação perderá a validade. Aqui o osciloscópio se mostra insubstituível, pois ele permite medir a tensão pico-a-pico, pela observação da forma de onda. Isto é utilíssimo na reparação de aparelhos de TV, onde tanto a correta forma de onda como o valor da tensão são imprescindíveis para o bom funcionamento dos circuitos.

A medida de tensão com o osciloscópio é feita por comparação com uma referência. Essa referência, como já afirmamos, é retirada internamente de algum estágio do

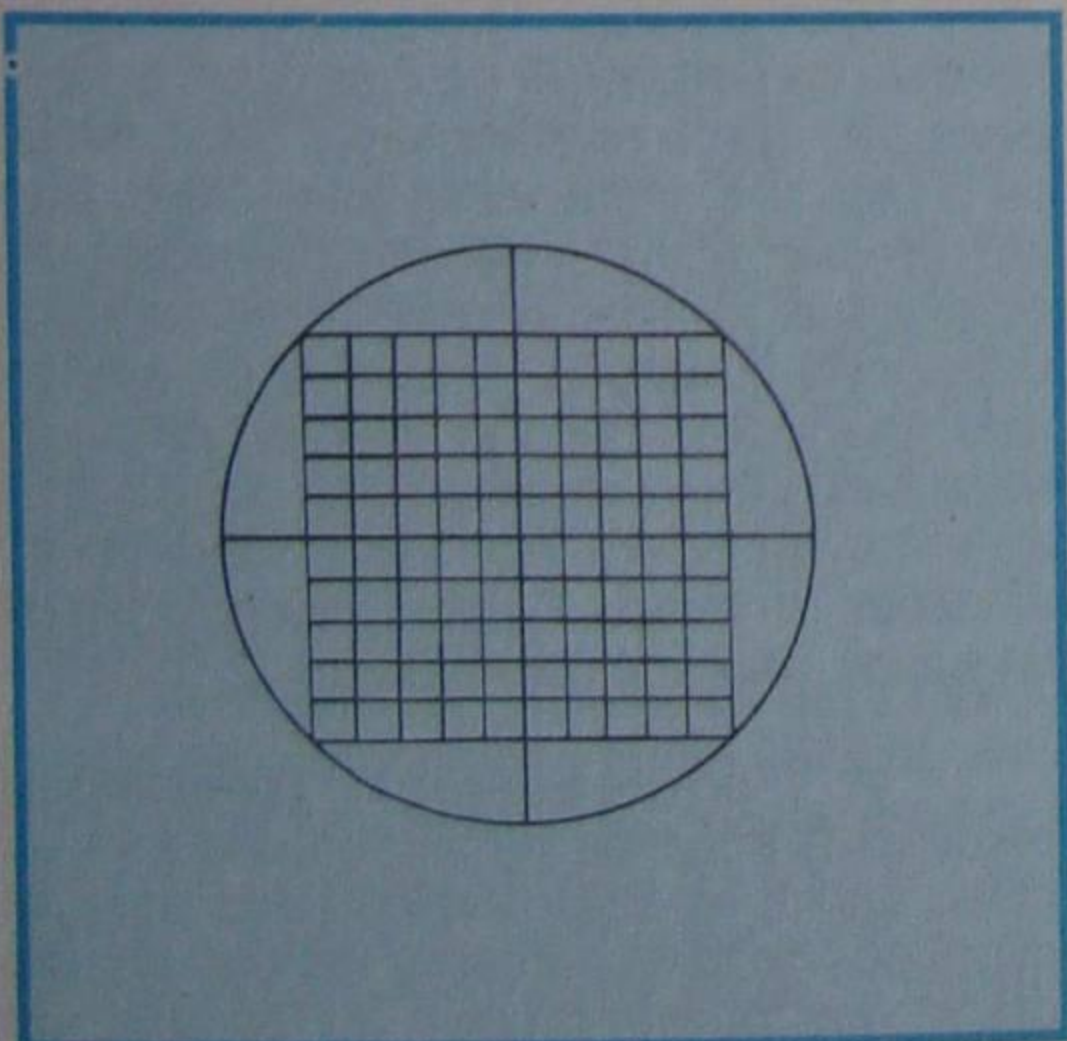
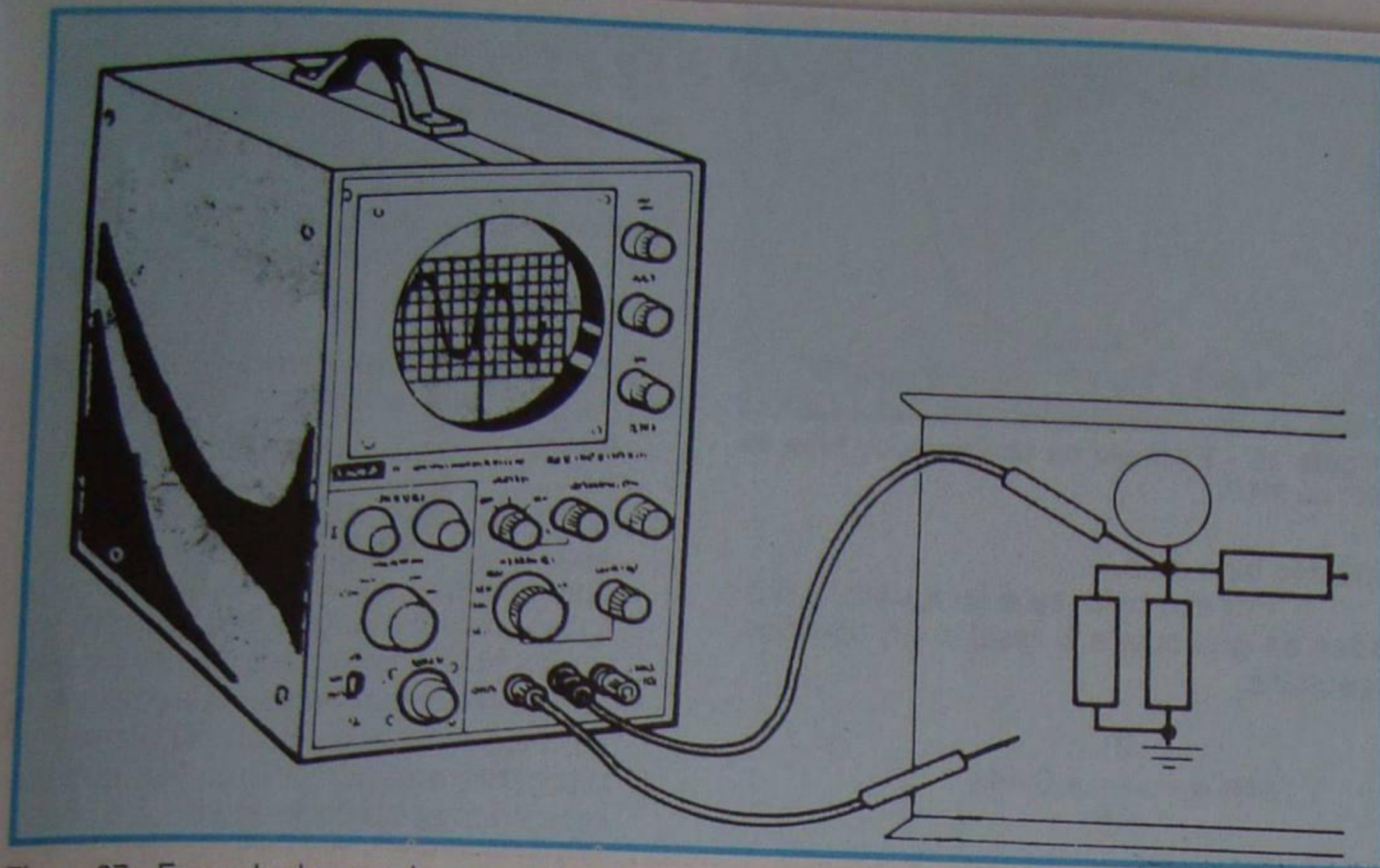



Figura 27 - Exemplo de uso: de um osciloscópio.

osciloscópio, embora nada impeça que se utilize fonte externa como referência.

Para medir uma tensão, efetuam-se as operações preliminares de ajustes que descrevemos anteriormente. Em seguida, com o controle de amplitude horizontal totalmente fechado, introduz-se a tensão de referência no vertical. Agora, abre-se o controle vertical até que o traço tenha comprimento comodamente identificável na gratícula. Com isso, calibramos a escala de tensão. Em seguida, encostamos a ponta de prova vertical na fonte de tensão a ser medida, sem modificarmos a posição do controle de ganho e do atenuador vertical. Medimos a nova posição do traço na gratícula (tela com divisões) e, por comparação, deduzimos o valor da tensão da fonte.

Por exemplo, suponhamos que se deva verificar a forma de onda e a tensão em um ponto do oscilador vertical de um televisor. O valor correto, bem como a forma de onda, são indicados no circuito esquemático do televisor. Para facilidade de exposição admitamos que a forma seja triangular e a tensão seja de 50 V pico-a-pico.

Se o nosso osciloscópio possui tensão de referência de 5 V_{pp} (pico-a-pico), por exemplo, vamos introduzi-la no vertical e abrir o controle de ganho, de modo que o traço ocupe 1 linha (divisão) da gratícula. Deste modo, cada divisão ("quadradinhos") corresponde a 5 V_{pp}. Em seguida, sem tocar nos controles de ganho vertical, retiramos a tensão de referência e introduzimos na entrada vertical o sinal a ser medido. Suponhamos que o traço atinja 7 divisões e meia. Então, o valor da tensão será:

$$V_{pp} = 7{,}5 \times 5 = 37{,}5 \text{ V}$$

o que mostra que a tensão no ponto medido está bem abaixo do valor indicado pelo fabricante.

Para verificarmos a forma de onda, bastará abrir o controle de ganho horizontal e sincronizá-la na freqüência conhecida que, no exemplo, é de 60 Hz. Se a forma de onda estiver diferente da mostrada no esquema, deverá ser pesquisada a causa da anomalia.

Observações:

1ª) Na medida de tensão, sugerimos que o controle de ganho horizontal permaneça fechado; entretanto, isso não é absolutamente necessário: Muitos técnicos preferem mantê-lo aberto e com a freqüência de varredura bem maior do que a do sinal, de modo que apareça uma faixa luminosa na tela e não simplesmente um traço vertical. É uma questão de gosto pessoal.

2ª) A tensão de referência pode ser escolhida com valor superior ou inferior ao que se espera daquela a ser medida. Isso dependerá da disponibilidade da referida tensão de referência, bem como da facilidade de leitura. Em nosso exemplo, o osciloscópio dispõe de tensão de referência de valor igual a um décimo do que se deveria esperar. Entretanto, se o osciloscópio tivesse como referência 1 V_{pp}, somente, calibraríamos o traço para esse valor.

Vamos supor, para aclarar idéias, que devamos medir tensão cujo valor sabemos estar perto de 1 500 V e nosso osciloscópio só possui a referência de 1 V_{pp}. Suponhamos que a gratícula esteja reticulada com linhas espaçadas de 2,5 mm.

Inicialmente, introduzamos a tensão de referência no canal vertical e abramos o ganho, de modo que o traço preencha o espaço entre duas linhas (um "quadradinho" de altura), ou seja, 2,5 mm.

Devemos agora introduzir o sinal cuja tensão se deseja verificar. Como temos 2,5 mm para cada volt, resulta que com a tensão de 1500 V o traço deve atingir:

$$1500 \times 2{,}5 = 3750 \text{ mm}$$

o que é impraticável, pois um tubo de 5" tem diâmetro de 125mm.

Podemos mesmo assim, efetuar a medida, atuando no atenuador vertical. Realmente, colocando-o na posição indicada por X100, estaremos reduzindo o sinal a um centésimo, de modo que, para cada volt na entrada, o traço atingirá:

$$2{,}5 \div 100 = 0{,}025 \text{ mm}$$

Se, ao aplicarmos a tensão desconhecida, o traço preencher 20 divisões da gratícula, teremos, então:

$$20 \times 2{,}5 = 50 \text{ mm}$$

Uma vez que a cada volt corresponde 0,025 mm, resulta que a tensão introduzida tem:

$$50 \div 0{,}025 = 2000 \text{ V}_{pp}$$

Como se percebe, não há necessidade de muitas tensões de referência, para que se possam efetuar medidas de tensão com o osciloscópio. Por esse motivo, é muito comum uma só tensão, geralmente de 0,5 a 5 V_{pp}.

3ª) Desejando conhecer o valor eficaz de uma tensão alternada senoidal, como a da rede, por exemplo, basta medir o valor pico-a-pico, como descrevemos, e dividir esse valor por $2\sqrt{2}$ ou seja, 2,82. Assim, se, medindo uma tensão alternada senoidal com o osciloscópio, encontrarmos 310,2 V_{pp}, poderemos concluir que seu valor eficaz é de:

$$310{,}2 \div 2{,}82 = 110 \text{ V}$$

Com um pouco de prática, as medidas de tensão com o osciloscópio são efetuadas rapidamente, pois o operador se habitua a efetuar os cálculos de proporção, mentalmente.

c) Medidas de freqüência

Com o osciloscópio convencional, é possível medir a freqüência de um sinal, dentro de certos limites, limites esses determinados não apenas pela resposta de freqüência dos canais do aparelho, mas também pelo método de medida adotado.

1) Método das figuras de Lissajous

É uma das técnicas mais úteis, porque possibilita a medida da freqüência e também da fase do sinal. É muito utilizada no ensaio de amplificadores de áudio.

A prática da medida é a seguinte:

1º) Desliga-se a varredura interna do osciloscópio.

2º) Ajustam-se os controles de ganho, tanto horizontal como vertical, para deflexão idêntica nos dois canais.

3º) Aplica-se à entrada externa horizontal um sinal-padrão de freqüência que se possa conhecer.

4º) Injeta-se no vertical o sinal cuja freqüência se deseja medir.

5º) Ajusta-se o sinal padrão, de modo que apareça na tela uma figura estacionária.

6º) Agora, **conta-se** o número de picos tangentes a uma reta horizontal da gratícula e o número de picos tangentes a uma vertical da gratícula. A relação entre a freqüência vertical e a horizontal é a mesma que entre os respectivos números de picos tangentes. Conseqüentemente, como se conhece essa relação e a freqüência aplicada ao horizontal, calcula-se a desconhecida.

Por exemplo, admita-se que na tela do osciloscópio apareceu a imagem mostrada na **figura 28**, ao aplicar-se sinal de 60 Hz ao canal horizontal. Uma reta de tangência

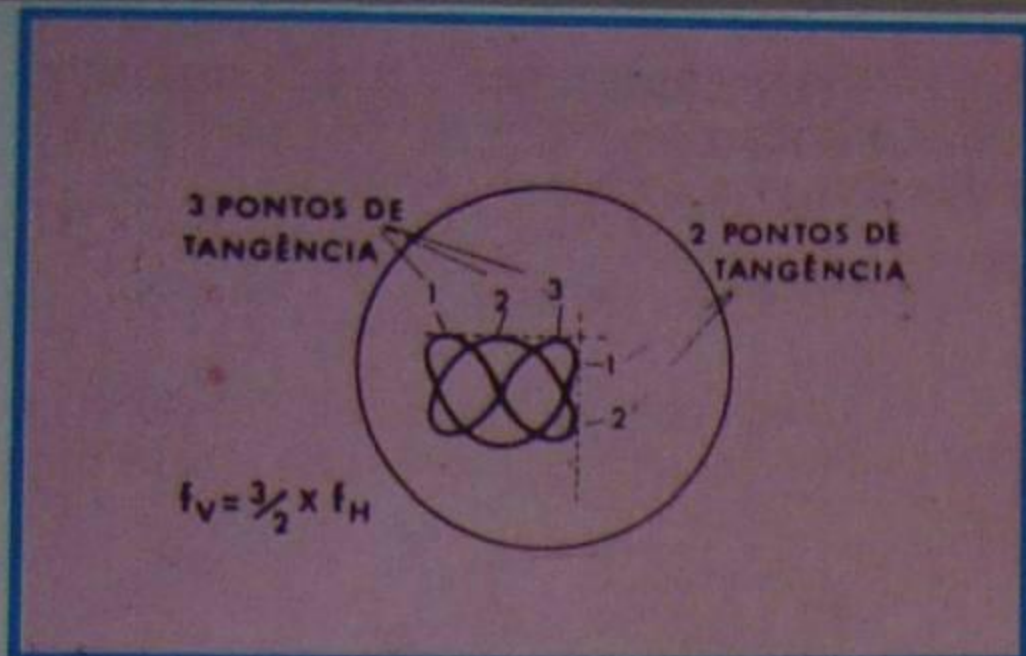



Figura 28 - Figura de lissajous.

horizontal mostraria **três** pontos de tangência. A reta de tangência vertical determinaria **dois** pontos. Chamando de f_v a freqüência que desconhecemos e f_h aquela conhecida, aplicada ao canal horizontal, podemos escrever a relação:

$$\frac{f_v}{f_h} = \frac{3}{2} \quad \text{ou} \quad f_v = f_h \cdot \frac{3}{2}$$

Como:

f_h = 60 Hz, resulta que a freqüência desconhecida é de:

$$f_v = 60 \times \frac{3}{2} = 90 \text{ Hz}$$

Como afirmamos anteriormente, esse método de medida permite determinar a fase entre os dois sinais, ou seja, o vertical e o horizontal.

Para isso, ajustam-se os controles, como indicamos no início deste item. Em seguida, atua-se no gerador de freqüência conhecida (sinal horizontal), de modo que apareça uma figura que tenha um ponto de tangência vertical e outro horizontal. Isto quer dizer que **a freqüência vertical é igual a horizontal**. Essa figura de Lissajous pode ser uma **reta**, um **círculo** ou uma **elipse**. Agora, medimos os segmentos indicados na **figura 29** e determinamos o ângulo de fase pela relação:

$$\text{sen } \varphi = \frac{a}{b}$$

onde **a** é a medida do segmento, desde o centro até o ponto onde a figura corta o eixo dos **y**, e **b** é a medida da projeção ao eixo dos **y**, do ponto de tangência da reta horizontal com a figura, tomada no

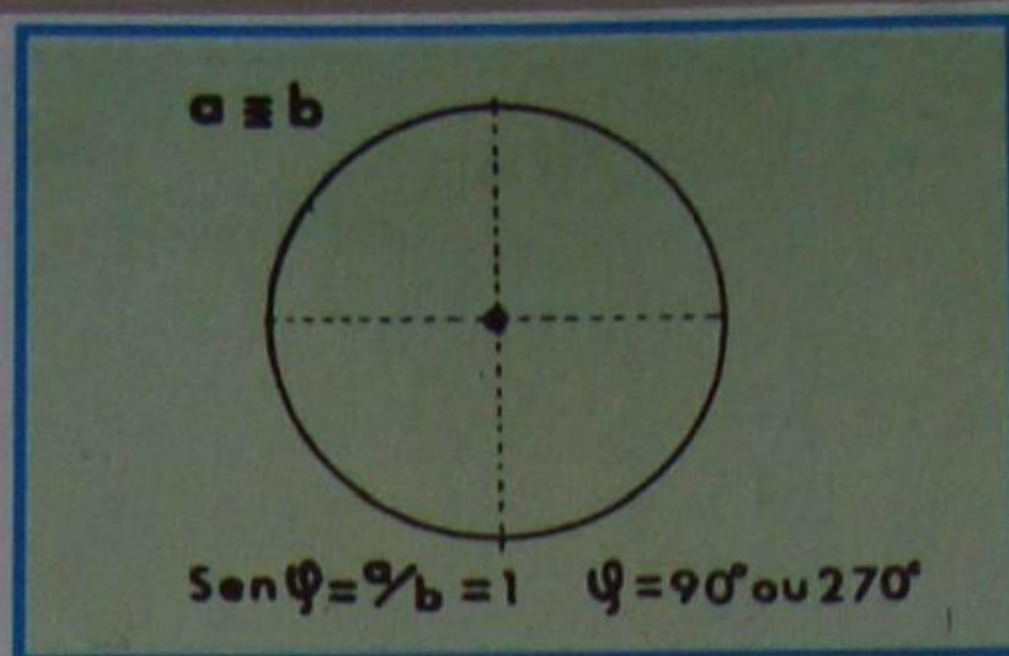



Figura 30 - Exemplo de diferença de fase de 90° ou 270°.

mesmo lado de **a**.

Por exemplo, se **a** for igual a 2 divisões da gratícula e **b** igual a 4,5 divisões, resultará:

$$\text{sen } \varphi = \frac{2}{4,5} = 0,444$$

Consultando uma tabela de funções trigonométricas, encontra-se:

$$\varphi = 26°20'$$

Existem casos particulares bastante úteis: Por exemplo, quando a figura é **um círculo**, **a** é igual a **b** e:

$$\text{sen } \varphi = \frac{a}{a} = 1$$

Logo, o ângulo de fase é de 90° ou 270° (vide **figura 30**).

Se a figura for uma reta de 45° inclinada para a direita:

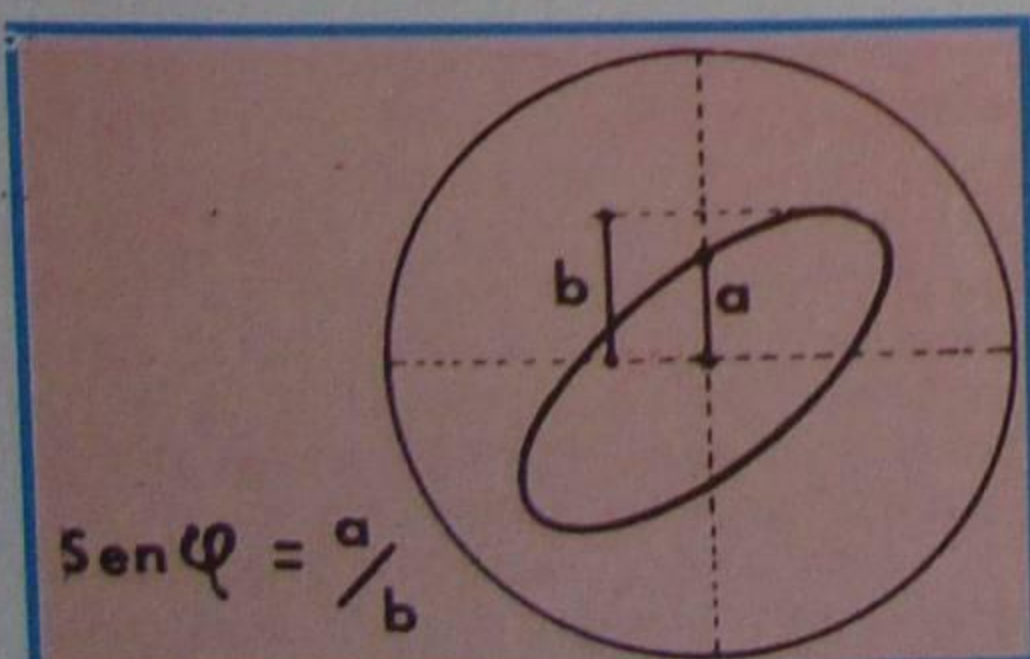
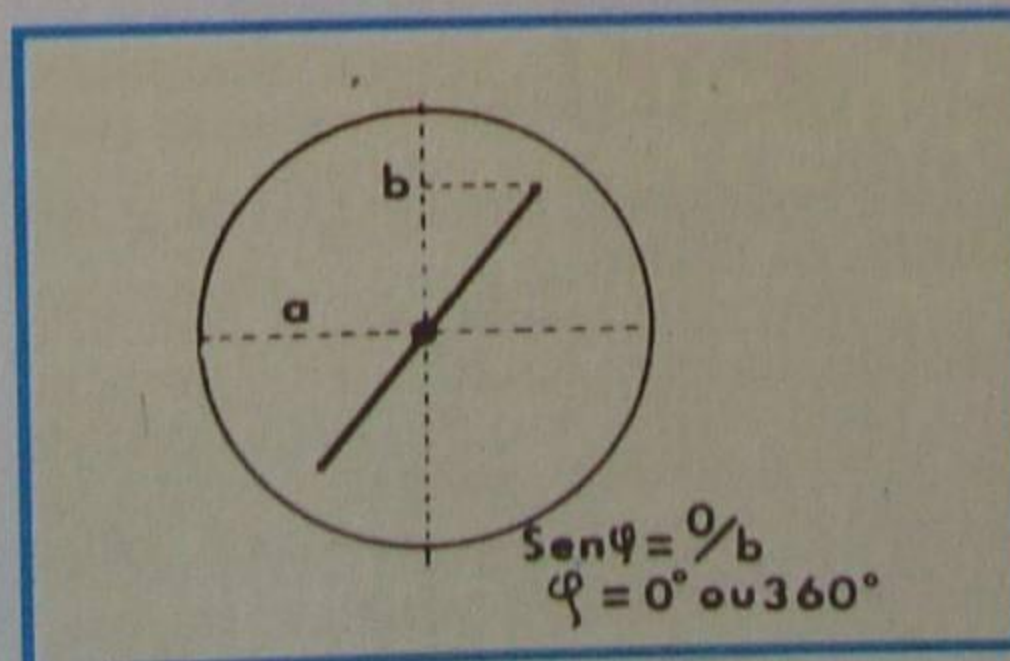
$$\text{sen } \varphi = \frac{0}{b} = \frac{0}{a} = 0$$

e a fase será 0° ou 360°, como ilustrado na **figura 31**.

Se a inclinação for para a esquerda (observe a **figura 32**), **b** será negativo e o ângulo de fase será de 180°.

Como afirmamos, com esse método é bastante cômodo o levantamento da resposta de freqüência de amplificadores de áudio.

2) Método do eixo Z

Por eixo **Z** designamos uma entrada à grade de comando do TRC. O terminal acessível do eixo Z geralmente está situado na parte posterior do osciloscópio e indicado por eixo Z nos aparelhos nacionais ou "Z axis", nos de origem americana ou japonesa.

O método consiste no seguinte:

1º) Aplica-se o sinal, cuja freqüência se deseja conhecer, ao canal vertical do osciloscópio.

2º) Com a varredura interna ligada ajusta-se para que apareçam dois ciclos na tela do TRC.

3º) Agora aplica-se ao **eixo Z** o sinal de um gerador de freqüência conhecida. É fácil entender que cada um dos picos negativos desse sinal (desde que tenha amplitude suficiente) levará o TRC ao corte aparecendo, portanto, um apagamento na onda mostrada na tela. O número de apagamentos por ciclo indica quantas vezes o sinal aplicado ao eixo Z é maior - em freqüência - que aquele aplicado ao canal vertical.

O número de apagamentos deve ser par e eles devem ser simétricos nos dois ciclos.

3) Método dos batimentos

Aqui o osciloscópio atua como um sensível detetor de nulo. O método consiste em aplicar ao canal vertical o sinal de freqüência desconhecida e outro proveniente de um gerador de freqüência bem determinada. Ajusta-se a amplitude de saída deste gerador, de modo que ela seja da mesma ordem de grandeza daquela cuja freqüência se quer determinar. Em seguida, varia-se a freqüência do gerador-padrão até que o traço vertical se anule (ou a faixa vertical, se forem utilizados o amplificador horizontal do osciloscópio e a varredura). Quando isto acontecer deu-se o "batimento", isto é, as duas freqüências se igualaram. Basta ler a freqüência do gerador-padrão para saber a desconhecida.

Com esta lição especial, acreditamos ter dado ao aluno uma pálida idéia da constituição e das aplicações mais imediatas do osciloscópio, instrumento muito útil em qualquer laboratório de eletrônica, mas cujo custo nem sempre está ao alcance do técnico modesto. Outras formas de utilização serão vistas em fascículos passo a passo.

Figura 29 - Medição de diferença de fase.

Figura 31 - Diferença de fase de 0° ou 360°.

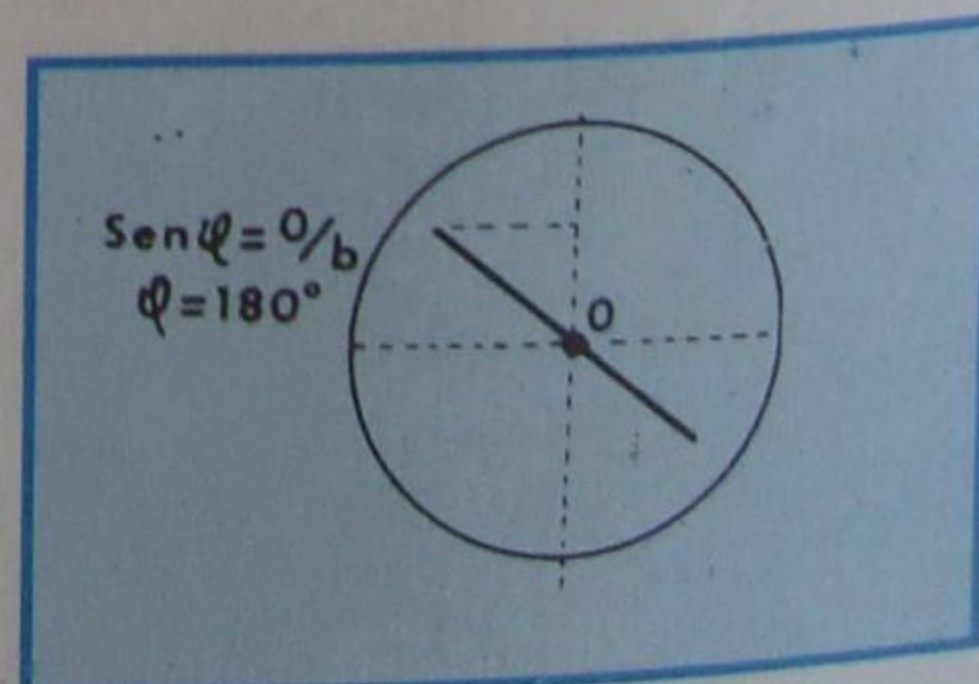



Figura 32 - Diferença de fase de 180°.